

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-285942

(43)Date of publication of application : 23.10.1998

---

(51)Int.Cl. H02M 7/48

H01L 41/107

H02M 11/00

H05B 41/24

---

(21)Application number : 09-260424 (71)Applicant : NIPPON CEMENT CO LTD

(22)Date of filing : 25.09.1997 (72)Inventor : FUJIMURA TAKESHI  
ISHIKAWA KATSUYUKI  
TOYAMA MASAACKI

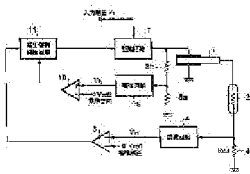
---

(30)Priority

Priority number : 09 23868 Priority date : 06.02.1997 Priority country : JP

---

(54) CIRCUIT AND METHOD FOR CONTROLLING PIEZOELECTRIC  
TRANSFORMER



#### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a circuit and method for controlling piezoelectric transformer by which a piezoelectric transformer can be driven highly efficiently, by controlling the load current of the transformer to a prescribed value regardless of the fluctuation of the input voltage of the transformer.

**SOLUTION:** When the input voltage of a piezoelectric transformer 1 rises, a detected voltage  $V_{ti}$  which is rectified by means of a rectifier circuit 9 also rises, because (the amplitude of) a sine wave voltage which is used for driving the transformer 1 also becomes higher (larger). When the detected voltage  $V_{ti}$  becomes higher, the output voltage of an error amplifier circuit 10 which compares the voltage  $V_{ti}$  with a reference voltage  $V_{ref2}$  rises. When the output voltage of the circuit 10 rises, a voltage-controlled oscillation circuit 11 makes smaller the duty ratio of an oscillate signal outputted from the circuit 11. A drive circuit 7 reduces the driving voltage of the transformer 1 by making the amplitude of a fundamental wave contained in the rectangular wave outputted from the circuit 7 as the duty ratio of the oscillate signal becomes smaller.

---

#### LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.12.2002

[Date of sending the examiner's  
decision of rejection] 17.06.2005

[Kind of final disposal of application  
other than the examiner's decision of  
rejection or application converted

registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

\* NOTICES \*

**JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] Switch the input voltage of a direct current in a drive circuit, and alternating voltage is generated. A driver voltage detection means to drive a piezoelectric transformer and to obtain the alternating current high voltage with the alternating voltage and to be the control circuit of a piezoelectric transformer and to detect the magnitude of the driver voltage of said piezoelectric transformer, A driver voltage error output means to compare the output of the driver voltage detection means with the 1st predetermined value, and to output the result, The control circuit of the piezoelectric transformer characterized by having an oscillation means to output the oscillation signal which switches said input

voltage, according to the output of the driver voltage error output means.

[Claim 2] Said oscillation signal is the control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 with which it is a square wave and said oscillation means is characterized by adjusting the duty ratio of this square wave.

[Claim 3] Furthermore, a load current detection means to detect the magnitude of the current which flows for the load connected to said piezoelectric transformer, A load current error output means to compare the output of the load current detection means with the 2nd predetermined value, and to output the result, The frequency adjustment device with which preparation \*\*\*\*\* and said oscillation means adjust the frequency of said oscillation signal according to the output of said load current error output means, The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 2 characterized by including the duty ratio adjustment device which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the output of said driver voltage error output means.

[Claim 4] It is the control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 3 characterized by being the electrical-potential-difference comparator circuit which said frequency adjustment device is a triangular wave oscillator circuit which outputs a triangular wave according to the output of said load current error output means, and said duty ratio adjustment device measures the triangular wave outputted from said triangular wave oscillator circuit, and the output of said driver voltage error output means, adjusts a duty ratio, and outputs said square wave.

[Claim 5] It is the control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 3 characterized by being the electrical-potential-difference comparator circuit which said frequency adjustment device is a saw-tooth-wave oscillator circuit which outputs a saw tooth wave according to the output of said load current error output means, and said duty ratio adjustment device measures the saw tooth wave outputted from said saw-tooth-wave oscillator circuit, and the output of said driver voltage error output means, adjusts a duty ratio, and outputs said square wave.

[Claim 6] It is the control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 4 or 5 characterized by said duty ratio adjustment device adjusting only the duty ratio by the side of the high side of this bridge when the drive circuit which drives said piezoelectric transformer is a half bridge type or a full bridge type.

[Claim 7] Furthermore, an intermittent oscillation means to generate the pulse signal which drives said piezoelectric transformer intermittently, and to supply the pulse signal to the drive circuit of said piezoelectric transformer, It is located between said driver voltage detection means and said driver voltage error output means. According to the pulse signal from said intermittent oscillation means, the output of said driver voltage detection means is sampled. the 1st sample hold means to hold -- having -- this -- the 1st sample hold means Equivalent to the output of said driver voltage detection means when oscillating, while said intermittent oscillation means is not oscillating, then the control circuit of a piezoelectric transformer according to claim 3 characterized by outputting the electrical potential difference which is holding at the time to said driver voltage error output means.

[Claim 8] Furthermore, an intermittent oscillation means to generate the pulse signal which drives said piezoelectric transformer intermittently, and to supply the pulse signal to the drive circuit of said piezoelectric transformer, It is located between said driver voltage error output means and said duty ratio adjustment devices. According to the pulse signal from said intermittent oscillation means, the output of said driver voltage error output means is sampled. the 1st sample hold means to hold -- having -- this -- the 1st sample hold means Equivalent to the output of said driver voltage error output means when oscillating, while said intermittent oscillation means is not oscillating, then the control circuit of a piezoelectric transformer according to claim 3 characterized by outputting the electrical potential difference which is holding at the time to said duty ratio adjustment device.

[Claim 9] Furthermore, it is located between said load current detection means and said load current detection error output means. According to the pulse signal

from said intermittent oscillation means, the output of said load current detection means is sampled. the 2nd sample hold means to hold -- having -- this -- the 2nd sample hold means Equivalent to the output of said load current detection means when oscillating, while said intermittent oscillation means is not oscillating, then the control circuit of a piezoelectric transformer according to claim 7 or 8 characterized by outputting the electrical potential difference which is holding at the time to said load current detection error output means.

[Claim 10] The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 characterized by using said control circuit for the driving gear of the cold cathode tube as said load.

[Claim 11] The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 characterized by using said control circuit for the driving gear of the ultraviolet ray lamp as said load.

[Claim 12] The display characterized by controlling the cold cathode tube which is a load with the piezoelectric transformer controlled by the control circuit according to claim 1.

[Claim 13] The computer equipped with a display according to claim 12 as a display means.

[Claim 14] The Personal Digital Assistant equipped with a display according to claim 12 as a display means.

[Claim 15] Deodorization equipment equipped with an ultraviolet ray lamp according to claim 11 as the light source for excitation of a catalyst.

[Claim 16] The sterilizer equipped with an ultraviolet ray lamp according to claim 11 as germicidal lamp glass.

[Claim 17] Water purifying plant equipped with an ultraviolet ray lamp according to claim 11 as germicidal lamp glass.

[Claim 18] The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1 characterized by using said control circuit for the high-voltage transformer assembly of the component for ozone generating as said load.

[Claim 19] The control circuit of the piezoelectric transformer according to claim 1

characterized by using said control circuit for a DC-DC converter.

[Claim 20] It is the control approach of a piezoelectric transformer of switching the input voltage of a direct current, generating alternating voltage, driving a piezoelectric transformer with the alternating voltage, and obtaining the alternating current high voltage. The driver voltage detection process of detecting the magnitude of the driver voltage of said piezoelectric transformer, The control approach of the piezoelectric transformer characterized by having the 1st comparison process which compares the driver voltage and 1st predetermined value which were detected, and the oscillation process which generates the oscillation signal which switches said input voltage according to the comparison result.

[Claim 21] Furthermore, the load current detection process of detecting the magnitude of the current which flows for the load connected to said piezoelectric transformer, It has the 2nd comparison process which compares the load current and 2nd predetermined value which were detected. Said oscillation process The frequency regulation process which adjusts the frequency of said oscillation signal according to the comparison result in said 1st comparison process, The control approach of the piezoelectric transformer according to claim 20 characterized by including the duty ratio adjustment process of adjusting the duty ratio of said oscillation signal according to the comparison result in said 2nd comparison process.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

**JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention is used for the driving gear of a cold cathode tube, and relates to the control circuit and the control approach of a suitable piezoelectric transformer.

[0002]

[Description of the Prior Art] In recent years, the liquid crystal display is widely used for the easy note type personal computer of carrying as the display. That a liquid crystal display panel should be \*\*\*\*(ed), it has the cold cathode tube as the so-called back light, and in order to make that cold cathode tube turn on, the pressure-up inverter in which conversion to the alternating current high voltage of 500Vrms extent is possible is needed for the interior of this liquid crystal display from direct-current low batteries, such as a cell, at the time of 1000 or more Vrmses and a stationary point LGT at the time of lighting initiation.

Conventionally, as a transformer for pressure ups of this pressure-up inverter, although the coil transformer was used, recently, the piezoelectric transformer which performs a pressure up is coming to use it by carrying out electric conversion through mechanical energy. Although it generally has the property which is not desirable, since [ which this piezoelectric transformer says that a pressure-up ratio changes with the magnitude of an output load (load resistance) a lot ] the dependency to this load resistance is suitable as a property of the inverter power source of a cold cathode tube by one side, it attracts attention as a small high voltage power supply which meets the demand of thin-shape-izing of a liquid crystal display, and efficient-izing. An example of such a control circuit of a piezoelectric transformer is explained with reference to drawing 1 .



[0003] Drawing 1 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as a conventional example.

[0004] Loads, such as a cold cathode tube by which 101 were connected to the piezoelectric transformer among drawing, and 102 was connected to the output side of a piezoelectric transformer 101, The rectifier circuit which changes into direct current voltage the alternating voltage which produced the resistance  $R_{det}$  for detection for 103 to detect the current which flows for a load, and 104 in the resistance 103 for detection, 105 compares the electrical potential difference (following and load current detection electrical potential difference)  $V_{ri}$  and reference voltage  $V_{ref}$  after rectification in a rectifier circuit 104. The signal of the error amplifying circuit which amplifies the difference which is a comparison result, and the 106 oscillation-frequency according to the output voltage of the error amplifying circuit 105 The armature-voltage control oscillator circuit which outputs a (following and oscillation signal), and 107 are drive circuits which drive a piezoelectric transformer 101 based on the oscillation signal and input voltage  $V_i$  (direct current) of the armature-voltage control oscillator circuit 106.

[0005] Drawing 2 is drawing showing an example of the internal configuration of the drive circuit as a conventional example.

[0006] Among drawing, when 107a switches input voltage  $V_i$  according to the oscillation signal from the armature-voltage control oscillator circuit 106, transistors, such as FET (field-effect transistor) which generates alternating voltage, and 107b are coil transformers which impress the alternating voltage to a piezoelectric transformer 101. Since this coil transformer 107b has the screen effect by the induction component of a secondary, and the capacity component of a piezoelectric transformer 101, by the secondary of coil transformer 107b, the square wave electrical potential difference produced by switching of transistor 107a serves as a sine wave, and is impressed to a piezoelectric transformer. With the sinusoidal voltage, a piezoelectric transformer 101 is driven and the high voltage of an alternating current generates it in the output side of a piezoelectric transformer 101.

[0007] Next, actuation of a control circuit equipped with the above-mentioned configuration is explained with reference to drawing 3 .

[0008] Drawing 3 is drawing explaining an example of the frequency characteristics about the output voltage and the load current of a piezoelectric transformer.

[0009] As a piezoelectric transformer 101 is shown in this drawing (above), it has the resonance frequency property of Yamagata which makes a summit resonance frequency which a piezoelectric transformer 101 has, and generally it is known that the current which flows for a load 102 with the output voltage of a piezoelectric transformer 101 will also serve as the property of the same Yamagata. In addition, the load current is expressed with the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  in this drawing (below) (characteristic curve A). In this property, the control using a right-hand side (the lower right is \*\*) part is explained. If the power source to the control circuit concerned is switched on, the armature-voltage control oscillator circuit 106 will start an oscillation on the initial frequency  $f_a$ . Since the current is not flowing for a load 102 in that case, the electrical potential difference generated in the detection resistance 103 is zero. Therefore, the error amplifying circuit 105 outputs the negative electrical potential difference which is the result of comparing the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  with reference voltage  $V_{ref}$  to the armature-voltage control oscillator circuit 106. And since the armature-voltage control circuit 106 shifts the oscillation frequency of an oscillation signal to a low frequency side according to the electrical potential difference, the output voltage of a piezoelectric transformer 101 rises and begins to increase [ the load current (load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$ ) ] as the frequency shifts to the low frequency side. And a frequency is stabilized in the place where the load current (load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$ ) and reference voltage  $V_{ref}$  became the same ( $f_b$ ). In the control circuit which performs such actuation, since the oscillation frequency of the armature-voltage control oscillator circuit 106 shifts according to the change even if the resonance

frequency of a piezoelectric transformer 101 changes with a temperature change or aging, the load current can always be maintained at abbreviation regularity.

[0010] Therefore, according to the control circuit of drawing 1 , frequency control is performed that the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  should be made reference voltage  $V_{ref}$ , and the load current comes to be held by the frequency control at a predetermined value.

[0011]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the control circuit of a piezoelectric transformer like the above-mentioned conventional example, if input voltage  $V_i$  becomes large, when the electrical potential difference which drives a piezoelectric transformer 101 increases, the output voltage of a piezoelectric transformer 101 will also rise (the characteristic curve B in drawing 3 ). If output voltage rises, since the load current connected to the output side of a piezoelectric transformer 101 in connection with it will also increase, compared with reference voltage  $V_{ref}$ , the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  will become large, and the frequency of an oscillation signal will shift to  $f_c$  of the direction of a RF as a result. On the contrary, when input voltage becomes small, since the load current decreases, the frequency of an oscillation signal will shift to a low frequency side. Generally, the case where it drives near the resonance frequency of a piezoelectric transformer has the best effectiveness, and the conversion efficiency of I/O of a piezoelectric transformer has the property that effectiveness falls, so that a frequency shifts to a RF side. Therefore, the control circuit concerned has the desirable function to hold the load current to a predetermined value, even if input voltage  $V_i$  changes, but since the drive frequency of a piezoelectric transformer is changed by fluctuation of input voltage  $V_i$ , it has the problem that conversion efficiency will fall as a result.

[0012] Then, this invention controls \*\*\*\*\* and the load current to a predetermined value, and aims a piezoelectric transformer at offer of the control circuit of the piezoelectric transformer which can be driven [ that it is efficient and ], and the control approach to change of input voltage.

[0013]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the above-mentioned purpose, the control circuit of the piezoelectric transformer of this invention is characterized by the following configurations.

[0014] Namely, switch the input voltage of a direct current in a drive circuit, and alternating voltage is generated. A driver voltage detection means to drive a piezoelectric transformer and to obtain the alternating current high voltage with the alternating voltage and to be the control circuit of a piezoelectric transformer and to detect the magnitude of the driver voltage of said piezoelectric transformer, A driver voltage error output means to compare the output of the driver voltage detection means with the 1st predetermined value, and to output the result, It is characterized by having an oscillation means to output the oscillation signal which switches said input voltage, according to the output of the driver voltage error output means, and preferably, said oscillation signal is a square wave and said oscillation means is characterized by adjusting the duty ratio of this square wave.

[0015] A load current detection means to detect the magnitude of the current which flows for the load connected to said piezoelectric transformer further preferably, A load current error output means to compare the output of the load current detection means with the 2nd predetermined value, and to output the result, It is good for preparation \*\*\*\*\* and said oscillation means to contain the frequency adjustment device which adjusts the frequency of said oscillation signal according to the output of said load current error output means, and the duty ratio adjustment device which adjusts the duty ratio of said oscillation signal according to the output of said driver voltage error output means.

[0016] Thereby, \*\*\*\*\* and the load current are controlled to change of input voltage at the 2nd predetermined value, and the driver voltage of a piezoelectric transformer is controlled to the 1st predetermined value.

[0017] Or in order to attain the above-mentioned purpose, the control approach of the piezoelectric transformer of this invention is characterized by the following

configurations.

[0018] Namely, it is the control approach of a piezoelectric transformer of switching the input voltage of a direct current, generating alternating voltage, driving a piezoelectric transformer with the alternating voltage, and obtaining the alternating current high voltage. It is characterized by having the 1st comparison process which compares the driver voltage detection process of detecting the magnitude of the driver voltage of said piezoelectric transformer with its driver voltage and 1st predetermined value which were detected, and the oscillation process which generates the oscillation signal which switches said input voltage according to the comparison result. This controls \*\*\*\*\* and driver voltage to change of input voltage at the 1st predetermined value.

[0019] The load current detection process of detecting the magnitude of the current which flows for the load connected to said piezoelectric transformer further preferably, It has the 2nd comparison process which compares the load current and 2nd predetermined value which were detected. Said oscillation process It is good to include the frequency regulation process which adjusts the frequency of said oscillation signal according to the comparison result in said 1st comparison process, and the duty ratio adjustment process of adjusting the duty ratio of said oscillation signal according to the comparison result in said 2nd comparison process. Thereby, \*\*\*\*\* and the load current are controlled to change of input voltage at the 2nd predetermined value, and the driver voltage of a piezoelectric transformer is controlled to the 1st predetermined value.

[0020]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, 1 operation gestalt of the control circuit of the piezoelectric transformer concerning this invention is explained with reference to a drawing.

[0021] [Operation gestalt of \*\* 1st] drawing 4 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as 1st operation gestalt of this invention.

[0022] Loads, such as a cold cathode tube by which one was connected to the

piezoelectric transformer among drawing, and 2 was connected to the output side of a piezoelectric transformer 1, The rectifier circuit which changes into direct current voltage the alternating voltage which produced the resistance  $R_{det}$  for detection for 3 to detect the current which flows for a load, and 4 in the resistance 3 for detection, The error amplifying circuit which 5 compares the output voltage (load current detection electrical potential difference)  $V_{ri}$  and reference voltage  $V_{ref1}$  of a rectifier circuit 4, and amplifies the difference, and 7 are drive circuits which have the same configuration as above-mentioned drawing 2 . Moreover, they are detection resistance for 8a and 8b to detect the magnitude of the driver voltage of a piezoelectric transformer 1, the rectifier circuit which changes into direct current voltage the alternating voltage which produced 9 in resistance 8a for detection, and the error amplifying circuit which 10 compares the output voltage  $V_{ti}$  and reference voltage  $V_{ref2}$  of a rectifier circuit 9, and amplifies the difference. And 11 is a frequency according to the output voltage of the error amplifying circuit 5, and is an armature-voltage control oscillator circuit which outputs the oscillation signal of the duty ratio according to the output voltage of the error amplifying circuit 10.

[0023] Next, actuation of the armature-voltage control oscillator circuit 11 in the control circuit of drawing 4 is explained.

[0024] Drawing 5 is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as 1st operation gestalt of this invention.

[0025] The armature-voltage control oscillator circuit 11 is equipped with triangular wave oscillator-circuit 11a and electrical-potential-difference comparator circuit 11b among drawing. Triangular wave oscillator-circuit 11a outputs the triangular wave of the frequency according to the output voltage of the error amplifying circuit 5 as an oscillation signal. Moreover, electrical-potential-difference comparator circuit 11b performs the so-called PWM (Pulse Density Modulation) based on the result of having compared with the output voltage of the error amplifying circuit 10 the triangular wave outputted from triangular wave oscillator-circuit 11a, and outputs a square wave. Therefore, the

small oscillation signal of a duty ratio is outputted to the drive circuit 7, so that the electrical potential difference of the error amplifying circuit 10 rises.

[0026] In the control circuit of drawing 4, now, DC5V are impressed as input voltage  $V_i$ , and the output voltage  $V_{ti}$  and reference voltage  $V_{ref2}$  of a rectifier circuit 9 as driver voltage of a piezoelectric transformer 1 are in agreement in this condition, consequently it is assumed that the oscillation signal of 40% of duty ratio is outputted from the armature-voltage control oscillator circuit 11. in that case, the drive circuit 7 -- this -- a piezoelectric transformer 1 will be driven based on the oscillation signal of 40% of duty ratio.

[0027] From this condition, input voltage  $V_i$  assumes that it went up to 7V. The sinusoidal voltage (amplitude) which drives a piezoelectric transformer 1 by the rise of input voltage  $V_i$  becomes large, and the detection electrical potential difference  $V_{ti}$  obtained by the driver voltage detection resistance 8a and 8b and the rectifier circuit 9 which were connected to the input side of a piezoelectric transformer 1 also becomes large. Then, the output voltage of the error amplifying circuit 10 rises, and the armature-voltage control oscillator circuit 11 operates in the direction which makes the duty ratio of the oscillation signal to output small. And in the drive circuit 7, the duty ratio of the square wave electrical potential difference produced by switching of transistor 107a and the amplitude of the sine wave acquired by the secondary of coil transformer 107b since it becomes small become small as the duty ratio of an oscillation signal becomes small. Namely, the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 moves in the direction which becomes small. When input voltage  $V_i$  descends from 5V on the contrary, a duty ratio is enlarged and driver voltage of a piezoelectric transformer 1 is enlarged. Even if it is the case where input voltage  $V_i$  changes by performing such control, the load current can be controlled to a predetermined value, and driver voltage can be controlled to a predetermined value. Therefore, the predetermined driver voltage which is efficient and can drive a piezoelectric transformer 1 always comes to be obtained.

[0028] <Modification of 1st operation gestalt> drawing 6 is drawing showing the

internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as a modification of the 1st operation gestalt of this invention.

[0029] The saw-tooth-wave oscillator circuit where 11c outputs the saw tooth wave of the frequency according to the output voltage of the error amplifying circuit 5, and 11b are equipped with the electrical-potential-difference comparator circuit which performs the so-called PWM (Pulse Density Modulation) based on the result of having compared with the output voltage of the error amplifying circuit 10 the saw tooth wave outputted from saw-tooth-wave oscillator-circuit 11c, and outputs a square wave among drawing. About actuation of the control circuit of a piezoelectric transformer equipped with actuation and the circuit concerned of this armature-voltage control oscillator circuit, since it is the same as that of the armature-voltage control oscillator circuit 10 shown in drawing 4 , and abbreviation, explanation is omitted.

[0030] The case of the drive circuit of the so-called half bridge type which used the transistor for switching for the drive circuit 7, and a full bridge type is explained as [the 2nd operation gestalt], next 2nd operation gestalt. Although detailed explanation is omitted since it is general about the circuitry of a half bridge type and a full bridge type, the outline of a drive circuit is shown in drawing 7 and drawing 8 .

[0031] Drawing 7 is drawing showing the internal configuration of the half bridge type drive circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[0032] Among drawing, the transistors 7a and 7b (in this operation gestalt, let 7a as a P type transistor, and let 7b be an N type transistor), such as FET (field-effect transistor), are constituted by the half bridge type at drive circuit 7A, as shown in this drawing. From the below-mentioned armature-voltage control oscillator-circuit 11A, two kinds of oscillation signals are inputted into a high side and low side side, respectively, and Transistors 7a and 7b repeat ON/OFF by turns. Therefore, input voltage  $V_i$  is changed into the square wave which has the peak value  $V_i$  according to an oscillation signal by the switching operation of drive circuit 7A. And harmonic content is removed in choke coil 10a, and this



square wave serves as driver voltage of the piezoelectric transformer 1 of a sine wave.

[0033] Drawing 8 is drawing showing that of the internal configuration of the full bridge type drive circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[0034] Among drawing, the transistors 7a-7d (with this operation gestalt, let 7a and 7c to 7b, and let a P type transistor and 7d be N type transistors), such as FET (field-effect transistor), are constituted by the full bridge type at drive circuit 7B, as shown in this drawing. Moreover, the NOT circuit (inverter) to which 12 reverses an oscillation signal, and 10b and 10c are choke coils. Two kinds of oscillation signals from the below-mentioned armature-voltage control oscillator-circuit 11A are inputted into a high side and low side side, respectively, and switching of drive circuit 7B of a full bridge type is performed when Transistors 7a and 7d and Transistors 7b and 7d repeat ON/OFF by turns. Although it is the same as that of the case of a half bridge type that input voltage  $V_i$  is changed into the square wave which has the peak value  $V_i$  according to an oscillation signal, and is changed into a sine wave with choke coils 10b and 10c by the switching operation of drive circuit 7B, it cannot be overemphasized that it becomes driver voltage twice the magnitude of a half bridge type by the circuitry in the case of a full bridge type.

[0035] Here, the experimental result (from drawing 12 to drawing 14 ) by invention-in-this-application persons is mixed and explained about what kind of oscillation signal should be inputted into the input terminal by the side of the high side of the above-mentioned bridge circuit, and a low side.

[0036] When <controlling the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side and a low side, and controlling> the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side and a low side first, a circuit property when the common oscillation signal by which Pulse Density Modulation was carried out to the high side and low side side in the armature-voltage control oscillator circuit 11 of above-mentioned drawing 5 is inputted is shown in drawing 12 .

[0037] When not controlling a duty ratio to be shown in drawing 12 (those without

control: equivalent to the armature-voltage control oscillator circuit 106 of drawing 1 ), it turns out that the frequency of the oscillation signal with which the input voltage  $V_i$  to the drive circuit 7 becomes large and which is alike, therefore is outputted from the armature-voltage control oscillator circuit 11 becomes high. On the other hand, it turns out that the frequency of the oscillation signal outputted from the armature-voltage control oscillator circuit 11 becomes low as the input voltage  $V_i$  to the drive circuit 7 becomes large, when control of the duty ratio by pulse width modulation is performed (those with control). Since gap is between the electrical potential differences (energy) on which this is actually inputted into a piezoelectric transformer as the driver voltage of the detected piezoelectric transformer 1 and is not increasing the electrical potential difference more nearly actually inputted by the increment of the detected driver voltage to it, it is thought then that it is because driver voltage became small as a result.

[0038] When [ <when controlling only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side> ] next, the circuit property in the case of controlling only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side is shown in drawing 13 .

[0039] A duty ratio becomes small and fluctuation of a frequency can make [ \*\*\*\*\* ] abbreviation there be nothing as are shown in drawing 13 and the input voltage  $V_i$  to the drive circuit 7 becomes large, when control of the duty ratio by pulse width modulation is performed (those with control).

[0040] When [ <when controlling only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a low side> ] next, the case where only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a low side is controlled is explained with reference to drawing 14 .

[0041] Since the period whose output of a drive circuit is grand (GND) potential will decrease if the duty ratio of a low side becomes small as shown in drawing 14 , the driver voltage of the detected piezoelectric transformer 1 goes up, and cannot perform desirable control.

[0042] When adopting the drive circuit ( drawing 7 , drawing 8 ) of a half bridge

type and a full bridge type from the above result, the configuration which controls only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side is adopted.

The armature-voltage control oscillator circuit in that case is explained below.

[0043] Drawing 9 is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[0044] Drawing 10 is a timing diagram explaining actuation of the armature-voltage control oscillator circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[0045] drawing 9 -- setting -- armature-voltage control oscillator-circuit 11A -- triangular wave generating circuit 11a, electrical-potential-difference comparator circuit 11ba and 11bb(s), and 11d of 1/2 frequency dividers -- and -- and (AND) it has Circuits 11e and 11f. Triangular wave generating circuit 11a outputs the triangular wave of the frequency according to the output signal of the error amplifying circuit 5.

[0046] Based on the result of having compared with the output voltage of the error amplifying circuit 10 the triangular wave outputted from triangular wave generating circuit 11a, electrical-potential-difference comparator circuit 11ba performs the so-called Pulse Density Modulation (PWM), and outputs a square wave A. On the other hand, based on the result of having compared the reference voltage of the triangular wave outputted from triangular wave generating circuit 11a, and the interior which is a predetermined value, electrical-potential-difference comparator circuit 11bb performs Pulse Density Modulation, and outputs a square wave B. 11d of 1/2 frequency dividers outputs one half of the square waves C of a frequency of the frequency of a square wave B by reversing an output at the standup point of the square wave B which electrical-potential-difference comparator circuit 11bb outputs. AND circuit 11e outputs the reversal output of an AND with the reversal output of a square wave A and a square wave C (high side side oscillation signal 1). And 11f of AND circuits outputs the AND of a square wave B and a square wave C (low side side oscillation signal 2). According to such circuitry, only the duty ratio of the high side side oscillation signal 1 is controllable according to the output voltage of the

error amplifying circuit 10.

[0047] <Modification of 2nd operation gestalt> drawing 11 is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as a modification of the 2nd operation gestalt of this invention. Although it has saw-tooth-wave generating circuit 11c in which this drawing generates a saw tooth wave instead of triangular wave generating circuit 11a, since another configuration and actuation are the same as that of drawing 9 and abbreviation, explanation is omitted.

[0048] A [operation gestalt of \*\* 3rd] book operation gestalt explains the case where the wide range modulated light function of the cold cathode tube which is a load 2 is added to the control circuit of the piezoelectric transformer explained with the 1st operation gestalt.

[0049] Drawing 15 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as 3rd operation gestalt of this invention. In this drawing, about the same circuitry as the control circuit of drawing 4 explained with the 1st operation gestalt, the same reference number is attached and explanation is omitted.

[0050] In drawing 15 , 13 is a pulse power circuit, generates the supply voltage (the following, pulse voltage) of the shape of a pulse supplied to the drive circuit 7 from input voltage  $V_i$ , and controls the pulse width or pulse separation of the pulse voltage.

[0051] The drive circuit 7 outputs intermittently the driver voltage which drives a piezoelectric transformer 1 with the pulse voltage from the pulse power circuit 13. a piezoelectric transformer 1 -- this -- since it drives by intermittent driver voltage, in the output side of a piezoelectric transformer 1, the intermittent high voltage occurs as a result. If the pulse width or pulse separation of a pulse voltage supplied to the drive circuit 7 in the pulse power circuit 13 is changed at this time, the rate of the lighting period of the cold cathode tube as a load 2 and a putting-out-lights period can be changed, and the wide range modulated light function of this cold cathode tube can be realized.

[0052] However, the pulse power circuit 13 cannot be added to the control circuit of drawing 4 , and brightness cannot be changed only by supplying the pulse voltage generated by this circuit to the drive circuit 7. "load current according to error amplifying-circuit 5 grade as the reason mentioned the control circuit of drawing 4 above -- a predetermined value -- abbreviation -- it is for having function" controlled uniformly and "the function which controls the driver voltage of a piezoelectric transformer for change of input voltage at a predetermined value at \*\*\*\*\*" by error amplifying-circuit 10 grade. Here, the reason is explained.

[0053] That is, if the problem about the former function is explained, suppose that the average tube electric current (load current) of the cold cathode tube by the intermittent oscillation of a piezoelectric transformer 1 was decreased as a result to which the condition of the pulse voltage of the pulse power circuit 13 was changed in order to make the light of a cold cathode tube modulate. At this time, since the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  becomes smaller than reference voltage  $V_{ref1}$ , it shifts the oscillation frequency of the armature-voltage control oscillator circuit 11 to a low frequency side. And in order that the drive circuit 7 may work as a result of the shift to the low frequency side of an oscillation frequency in the direction to which the tube electric current is made to increase, there is a problem that the average tube electric current will return to the original magnitude, after all.

[0054] Moreover, there is a problem of the function which controls the driver voltage currently performed in order error amplifying-circuit 10 grade is efficient in the drive of a piezoelectric transformer 1 in order to carry out actuation like [ when the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 becomes small ] if the problem about the latter function is explained and the drive circuit 7 will be driven intermittently, and to hold to a predetermined value stopping operating normally.

[0055] Then, with this operation gestalt, in order to cancel these troubles, as shown in drawing 15 , a sample hold circuit 14 is inserted between a rectifier circuit 4 and the error amplifying circuit 5, and a sample hold circuit 15 is inserted between a rectifier circuit 9 and the error amplifying circuit 10. Sample hold

circuits 14 and 15 are controlled by the pulse voltage which the pulse power circuit 13 all outputs. Sample hold circuits 14 and 15 consist of capacitor 14b, 15bb, and the switching elements 14c and 15c Buffers 14a and 15a and for charge, respectively, as shown in this drawing.

[0056] Next, actuation of a control circuit equipped with the above configurations is explained.

[0057] When first you make the brightness of a cold cathode tube into max, let the pulse voltage to output be continuous direct current voltage with the adjustment device which is not illustrated [ of the pulse power circuit 13 ]. At this time, switching elements 14c and 15c will be in the condition of having always closed in sample hold circuits 14 and 15. Therefore, sample hold circuits 14 and 15 will be in the same condition as drawing 4 which does not exist all over the control circuit concerned.

[0058] Next, when lowering brightness, the adjustment device which is not illustrated [ of the pulse power circuit 13 ] adjusts the condition of the pulse voltage to output on a pulse-like electrical potential difference (pulse voltage) from continuous direct current voltage.

[0059] Here, the electrical potential difference of the shape of this pulse is supplied to the drive circuit 7, and actuation in case the intermittent drive of the piezoelectric transformer 1 is carried out is explained.

[0060] In the period (an oscillation period is called) of ON of the pulse voltage from the pulse power circuit 13, by the driver voltage from the drive circuit 7, a piezoelectric transformer 1 is driven and the tube electric current flows to a cold cathode tube. Moreover, since the pulse voltage from the pulse power circuit 13 is inputted into switching elements 14c and 15c, the component concerned will be in the condition of having closed. While the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  from a rectifier circuit 4 is charged by capacitor 14b at this time, it is outputted to the error amplifying circuit 5 through buffer 14a. Therefore, from the error amplifying circuit 5, the electrical potential difference according to the difference of the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  and

reference voltage  $V_{ref1}$  is outputted to the armature-voltage control oscillator circuit 11. Similarly, the detection electrical potential difference  $V_{ti}$  from a rectifier circuit 9 is outputted to the error amplifying circuit 10 through buffer 15a while capacitor 15b charges. Therefore, from the error amplifying circuit 10, the electrical potential difference according to the difference of the detection electrical potential difference  $V_{ti}$  and reference voltage  $V_{ref2}$  is outputted to the armature-voltage control oscillator circuit 11.

[0061] Next, in the period (an idle period is called) when the pulse voltage from the pulse power circuit 13 is off, since a piezoelectric transformer 1 does not drive, the tube electric current does not flow to a cold cathode tube. Since switching element 14c will be in the condition that the pulse voltage from the pulse power circuit 13 opened, at this time, a sample hold circuit 14 is not influenced by the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$ . And a sample hold circuit 14 outputs the electrical potential difference  $V_{ri}$  charged while switching element 14c had closed to capacitor 14b, i.e., the load current detection electrical potential difference of an oscillation period, to the error amplifying circuit 5 through buffer 14a. Similarly, a sample hold circuit 15 outputs the electrical potential difference  $V_{ti}$  charged while switching element 15c had closed to capacitor 15b, i.e., the detection electrical potential difference of an oscillation period, to the error amplifying circuit 10 through buffer 15a.

[0062] therefore, the thing for which the electrical potential difference charged with the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  of an oscillation period is used also in an idle period -- the load current -- a predetermined value -- abbreviation -- also in an idle period, the driver voltage of a piezoelectric transformer is controllable to a predetermined value by using the electrical potential difference which could control uniformly and was charged with the detection electrical potential difference  $V_{ti}$  of an oscillation period. Therefore, the drive condition of the piezoelectric transformer 1 in an oscillation period will be held.

[0063] Thus, with this operation gestalt, it sets to sample hold circuits 14 and 15.

Synchronizing with the pulse voltage which the pulse power circuit 13 outputs, the load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  in an oscillation period and the driver voltage (detection electrical potential difference  $V_{ti}$ ) of a piezoelectric transformer 1 are sampled, respectively. The load current detection electrical potential difference  $V_{ri}$  and the driver voltage of a piezoelectric transformer 1 at an idle period by holding to the electrical-potential-difference value in an oscillation period, respectively "tube electric current -- a predetermined value -- abbreviation -- change of function" kept constant and "input voltage -- \*\*\*\*\* -- driver voltage -- abbreviation -- "the modulated light function of a cold cathode tube" is realizable for function" and the list which are kept constant at fitness, respectively.

[0064] Moreover, in the control circuit of above-mentioned drawing 15 , although the intermittent drive of drive circuit 7 the very thing was carried out by the pulse power circuit 13, when the drive circuit 7 is a half bridge circuit like drawing 7 , the circuit shown in drawing 16 can also realize.

[0065] Drawing 16 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as a modification of the 3rd operation gestalt of this invention. In this control circuit, a half bridge circuit is adopted as the drive circuit 7, and the direct input of the input voltage  $V_i$  is carried out to that half bridge circuit like drawing 7 . Moreover, the pulse oscillator circuit 16 and AND circuit 17 are used for drive control of the half bridge circuit concerned.

[0066] That is, the oscillation signal from the armature-voltage control oscillator circuit 11 is inputted into transistor 7b by the side of the low side of the half bridge circuit concerned. Moreover, in AND circuit 17, the AND signal of the oscillation signal from the armature-voltage control oscillator circuit 11 and the pulse signal from the pulse oscillator circuit 16 is generated, and the signal is inputted into transistor 7a by the side of the high side of the half bridge circuit concerned. Since transistor 7a switches with the signal inputted, it can carry out the intermittent drive of the piezoelectric transformer 1 as a result. Moreover, sample hold circuits 14 and 15 are controlled by the pulse signal from the pulse



oscillator circuit 16. The other circuitry is the same as that of the case of drawing 15 , and since the actuation of two sample hold circuits itself is the same as that of the case of drawing 15 , explanation is omitted.

[0067] Moreover, the function mentioned above is realizable even if it equips a different location from drawing 15 and drawing 16 with sample hold circuits 14 and 15.

[0068] Drawing 17 is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as other modifications of the 3rd operation gestalt of this invention. In this control circuit, the sample hold circuit 15 is inserted for the sample hold circuit 14 again between the error amplifying circuit 10 and the armature-voltage control oscillator circuit 11 between the error amplifying circuit 5 and the armature-voltage control oscillator circuit 11. And it is the same as that of the case of drawing 15 to operate two sample hold circuits with the pulse voltage which the pulse power circuit 13 outputs. In addition, since the actuation of two sample hold circuits itself is the same as that of the case of drawing 15 , explanation is omitted.

[0069] In addition, the pulse oscillator circuit 16 and AND circuit 17 may not be adopted like [ circuit / of drawing 17 ] drawing 16 instead of the drive circuit 7 of a half bridge type, and the pulse power circuit 8 also until it says.

[0070] In addition, the control circuit of the piezoelectric transformer in each operation gestalt mentioned above uses and is suitable for the drive of the cold cathode tube as a load to the display which does not reach for saying but is equipped with the cold cathode tube. Furthermore, if it is used for equipments equipped with such a display, such as a computer and a Personal Digital Assistant, it cannot be overemphasized that small lightweight-ization of equipment can be attained.

[0071] Moreover, if an ultraviolet ray lamp is driven by the control circuit of the piezoelectric transformer of each operation gestalt, the ultraviolet rays to which the lamp irradiates an object can perform presentation decomposition by sterilization, deodorization, and activation etc. That is, the sterilizer which uses

this ultraviolet ray lamp as germicidal lamp glass and water purifying plant, or the deodorization equipment which uses this ultraviolet ray lamp as the light source for excitation of a catalyst can be offered.

[0072] Furthermore, the control circuit of the piezoelectric transformer of each operation gestalt may be used for the high-voltage transformer assembly for the drive of the component for ozone generating, and a DC-DC converter.

[0073]

[Effect of the Invention] As explained above, according to this invention, \*\*\*\*\* and the load current are controlled to change of input voltage at a predetermined value, and offer of the control circuit of the piezoelectric transformer which can be driven [ that it is efficient and ], and the control approach realizes a piezoelectric transformer. That is, since the load current is controlled to a predetermined value and the driver voltage of a piezoelectric transformer can be controlled to a predetermined value even if it is the case where input voltage changes, it prevents, and it can be efficient and the shift of the oscillation frequency of a piezoelectric transformer can be driven.

[0074]

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

**JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as a conventional example.

[Drawing 2] It is drawing showing an example of the internal configuration of the drive circuit as a conventional example.

[Drawing 3] It is drawing explaining an example of the frequency characteristics about the output voltage and the load current of a piezoelectric transformer.

[Drawing 4] It is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as 1st operation gestalt of this invention.

[Drawing 5] It is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as 1st operation gestalt of this invention.

[Drawing 6] It is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as a modification of the 1st operation gestalt of this invention.

[Drawing 7] It is drawing showing the internal configuration of the half bridge type drive circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 8] It is drawing showing that of the internal configuration of the full bridge type drive circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 9] It is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 10] It is a timing diagram explaining actuation of the armature-voltage control oscillator circuit as 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 11] It is drawing showing the internal configuration of the armature-voltage control oscillator circuit as a modification of the 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 12] It is drawing explaining the experimental result in the case of controlling the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side and a low side.

[Drawing 13] It is drawing explaining the experimental result in the case of

controlling only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a high side.

[Drawing 14] It is drawing explaining the experimental result in the case of controlling only the duty ratio of the oscillation signal by the side of a low side.

[Drawing 15] It is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as 3rd operation gestalt of this invention.

[Drawing 16] It is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as a modification of the 3rd operation gestalt of this invention.

[Drawing 17] It is the block block diagram of the control circuit of the piezoelectric transformer as other modifications of the 3rd operation gestalt of this invention.

[Description of Notations]

1,101 Piezoelectric transformer

2,102 Load

3,103 Resistance Rdet for detection

4 9,104 Rectifier circuit

5 10,105 Error amplifying circuit

7, 7A, 7B, 107 Drive circuit

7a, 7b, 7c, 7d Transistor

8a, 8b Driver voltage detection resistance

10a, 10b, 10c Choke coil

11, 11A, 106 Armature-voltage control oscillator circuit

11a Triangular wave oscillator circuit

11ba(s), 11bb Electrical-potential-difference comparator circuit

11c Saw-tooth-wave oscillator circuit

11d 1/2 frequency divider

11e, 11f, 17 And (AND) circuit

12 NOT Circuit

13 Pulse Power Circuit

14 15 Sample hold circuit

14a, 15a Buffer

14b, 15b Capacitor

14c, 15c Switching element

107a Transistor

107b Coil transformer

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

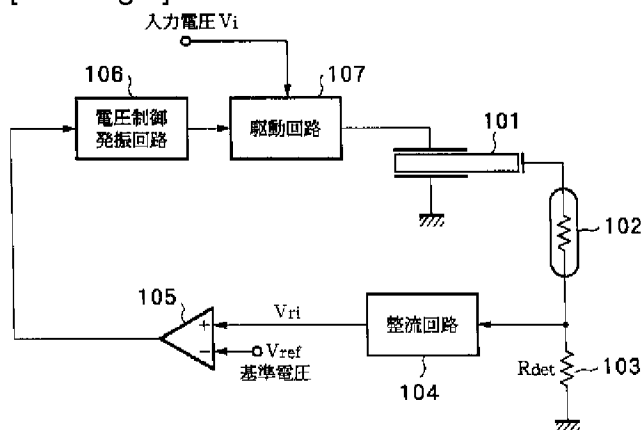
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

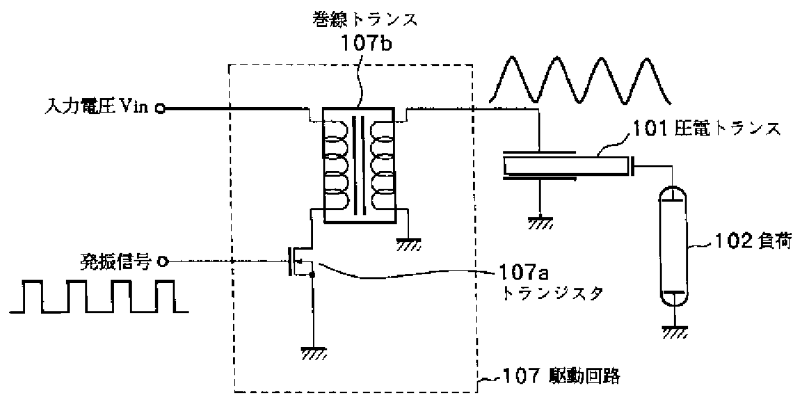
## DRAWINGS

---

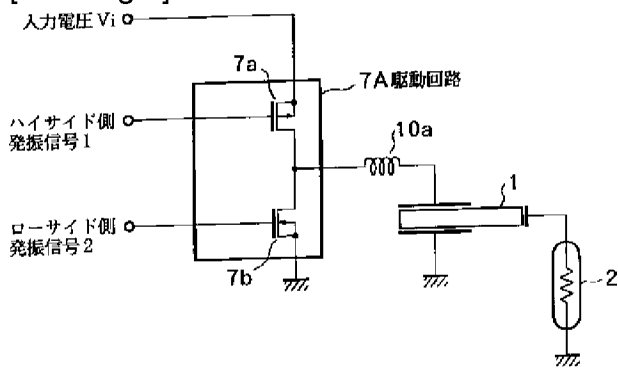
[Drawing 1]



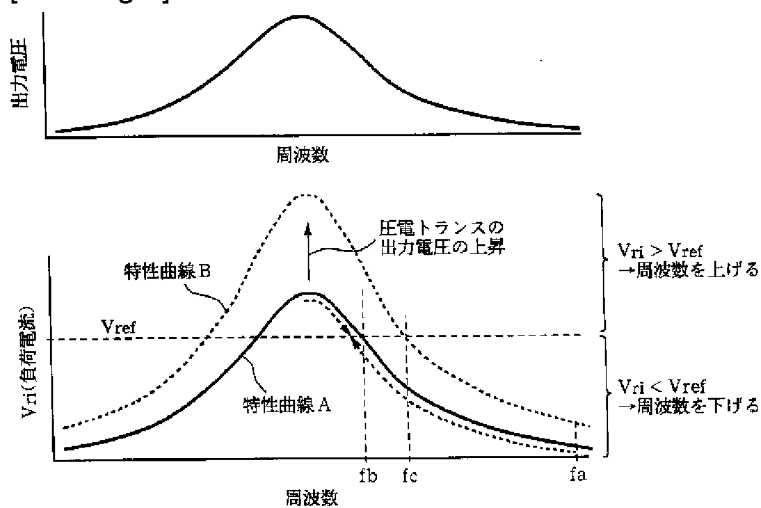
[Drawing 2]



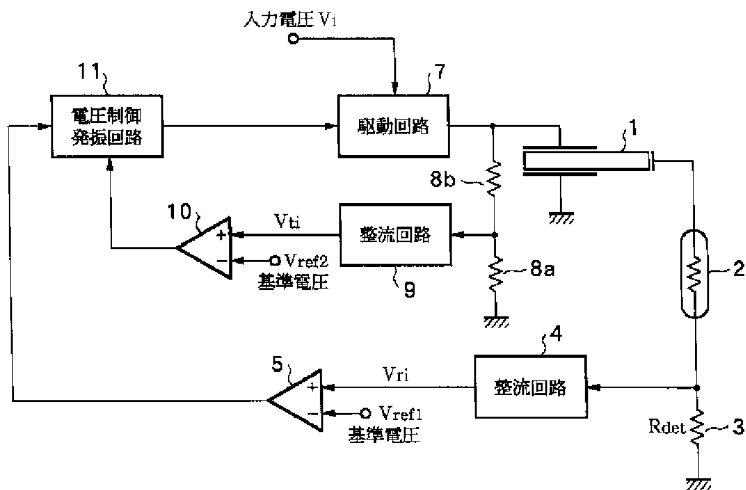
[Drawing 7]



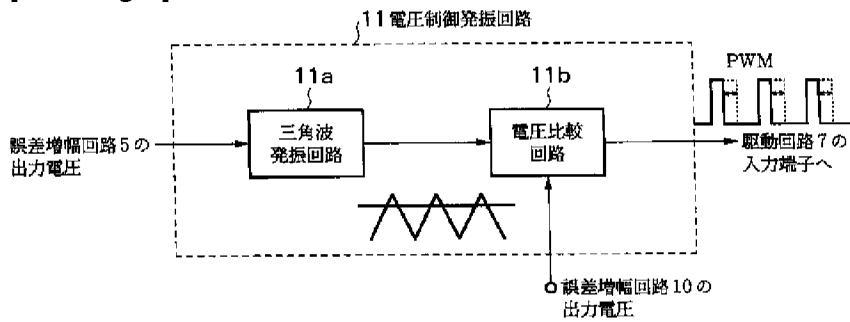
[Drawing 3]



[Drawing 4]

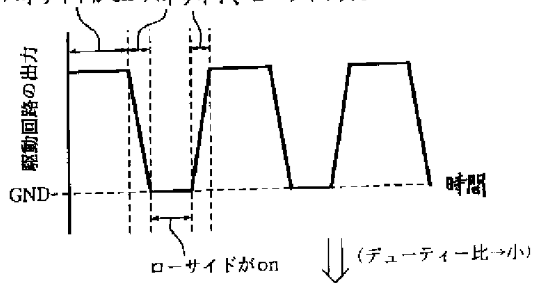


[Drawing 5]

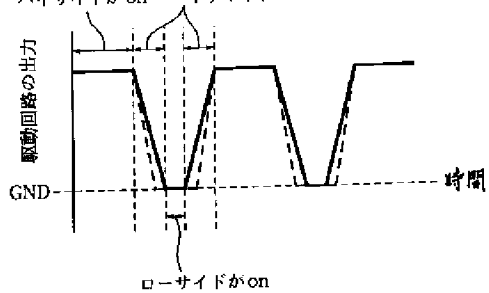


[Drawing 14]

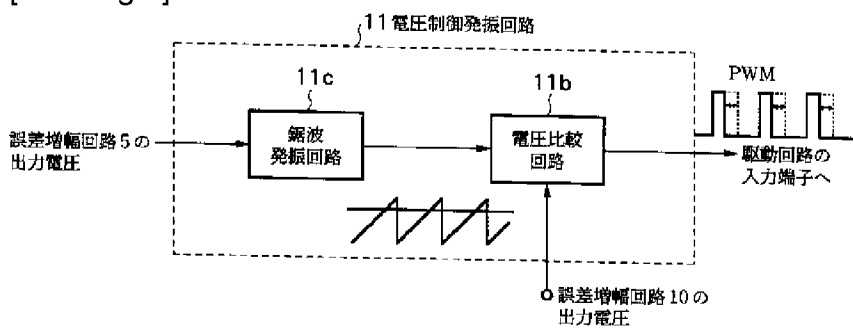
ハイサイドがon ハイサイド、ローサイド共off



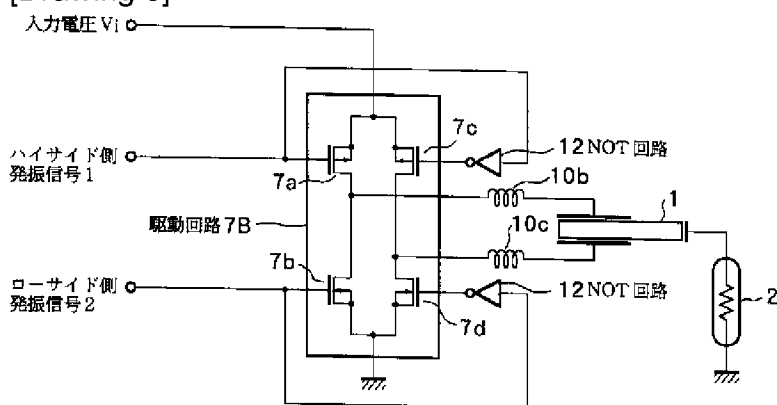
ハイサイドがon ハイサイド、ローサイド共off



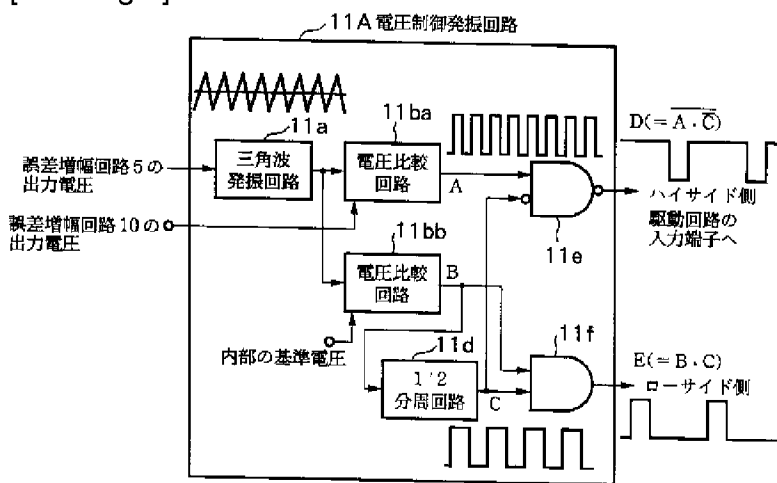
[Drawing 6]



[Drawing 8]

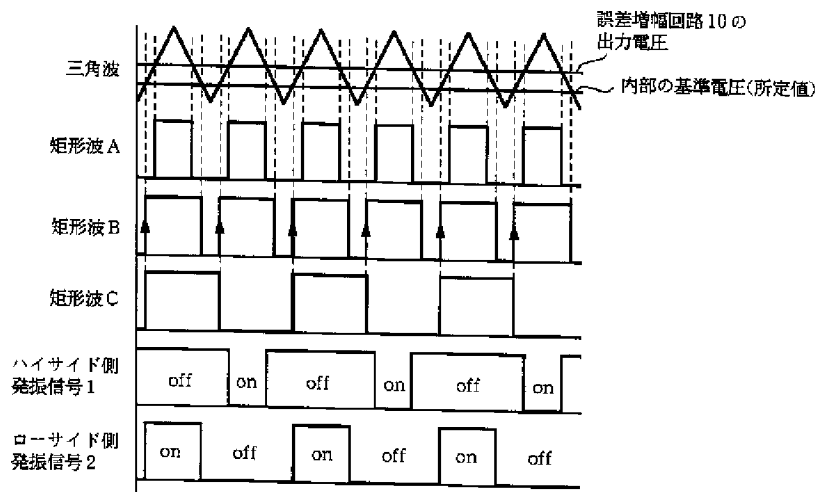


[Drawing 9]

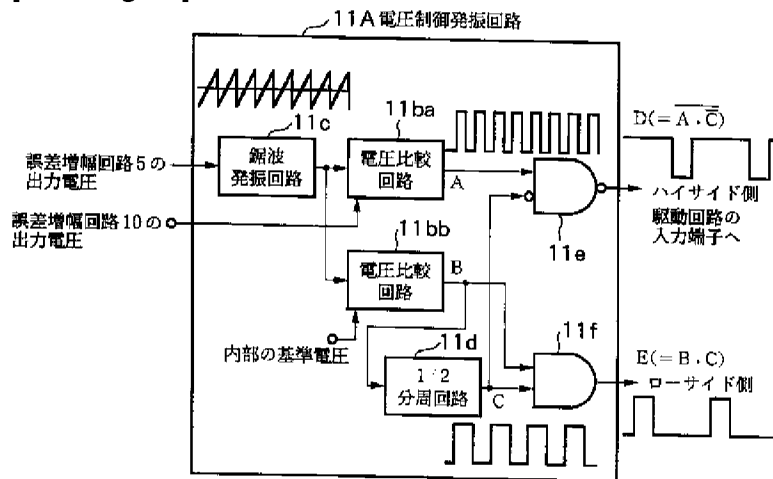


[Drawing 10]

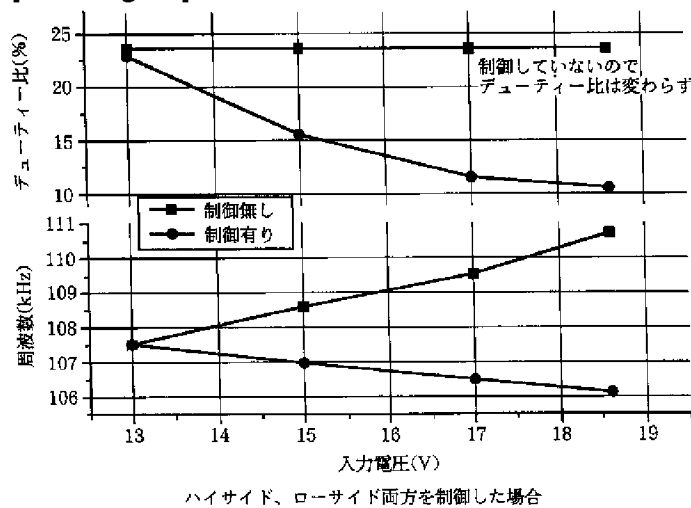




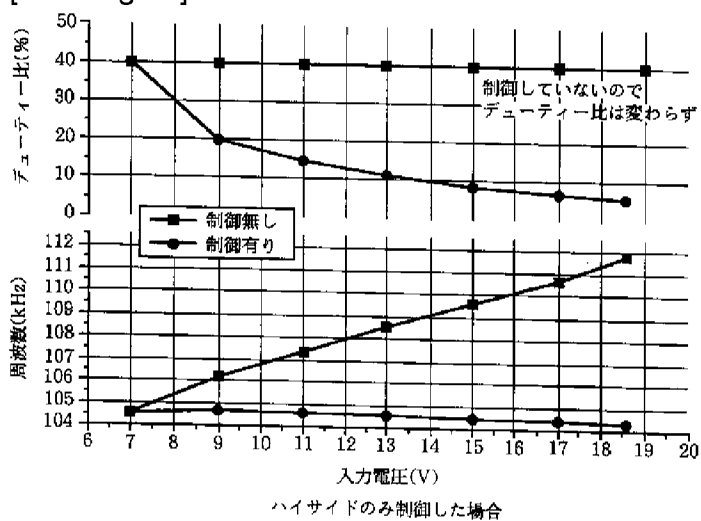
[Drawing 11]



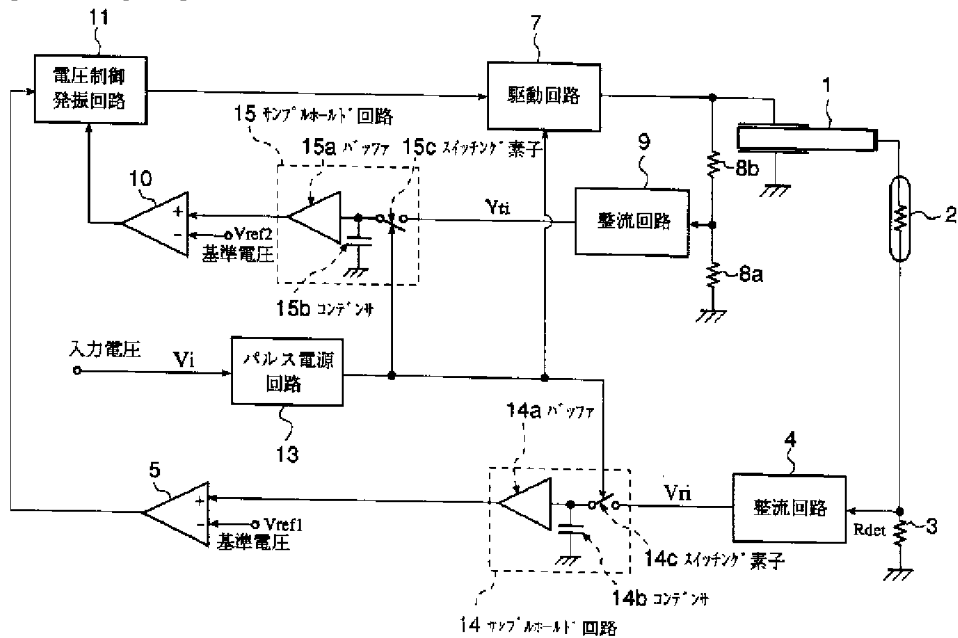
[Drawing 12]



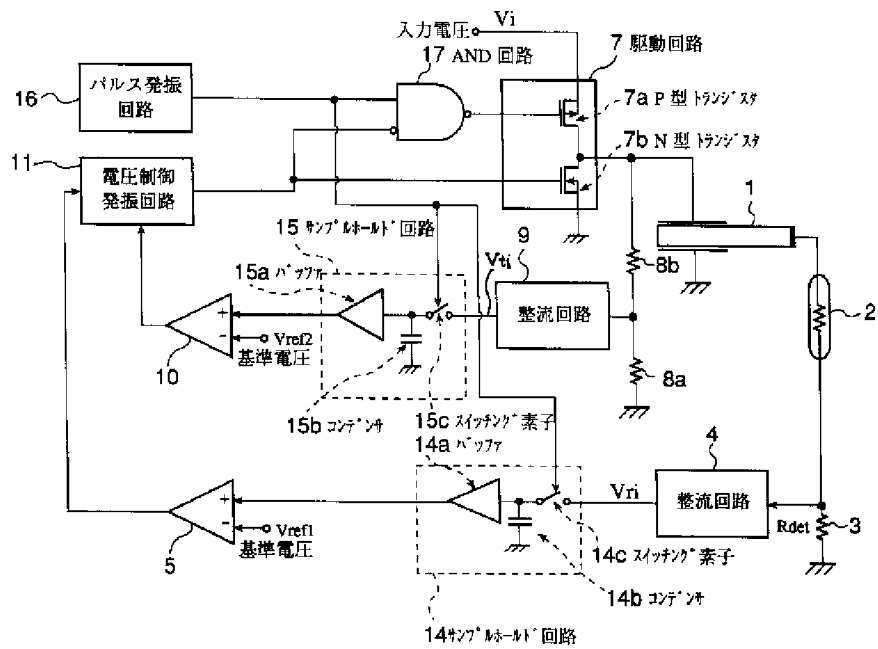
[Drawing 13]



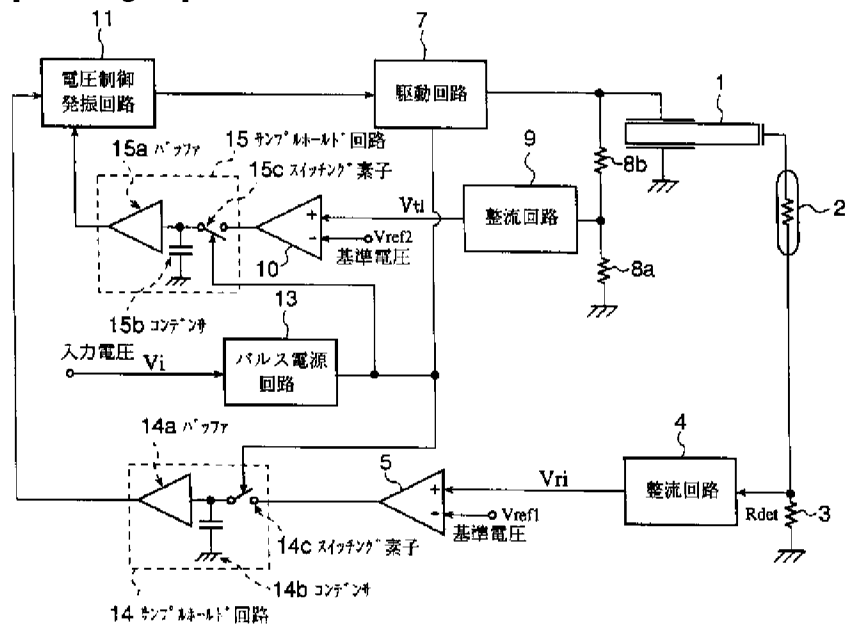
[Drawing 15]



[Drawing 16]



[Drawing 17]



[Translation done.]

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 7/48

P

H 0 1 L 41/107

11/00

H 0 2 M 11/00

H 0 5 B 41/24

Z

H 0 5 B 41/24

H 0 1 L 41/08

A

審査請求 未請求 請求項の数21 O L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平9-260424

(22)出願日 平成9年(1997)9月25日

(31)優先権主張番号 特願平9-23868

(32)優先日 平9(1997)2月6日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 000004190

日本セメント株式会社

東京都千代田区大手町1丁目6番1号

(72)発明者 藤村 健

東京都新宿区大久保3丁目14番3号217号  
室

(72)発明者 石川 勝之

東京都北区浮間1丁目3番1号314号室

(72)発明者 外山 正明

埼玉県浦和市常盤3丁目1番9号801号室

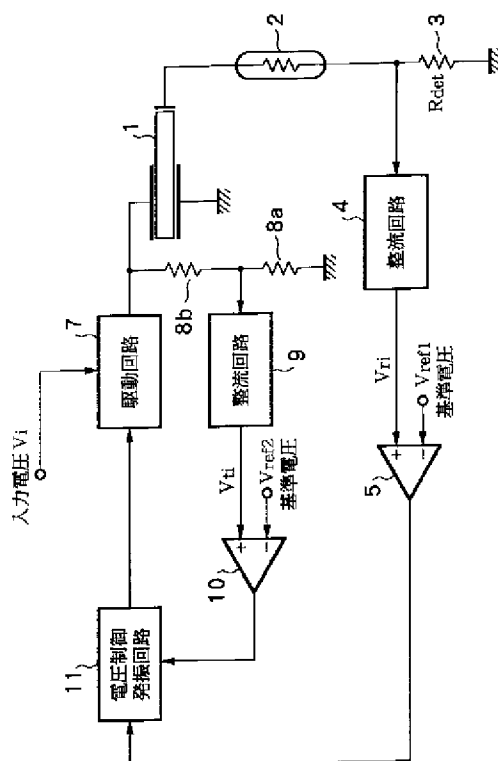
(74)代理人 弁理士 大塚 康德 (外2名)

(54)【発明の名称】 圧電トランスの制御回路及び制御方法

(57)【要約】

【課題】 入力電圧の変化に関らず、負荷電流を所定値に制御し、圧電トランスを高効率で駆動可能な圧電トランスの制御回路及び制御方法の提供。

【解決手段】 入力電圧が上昇した場合、圧電トランス1を駆動する正弦波電圧(の振幅)が大きくなるため整流回路9にて整流した検出電圧 $V_{ti}$ も大きくなる。すると、検出電圧 $V_{ti}$ と基準電圧 $V_{ref2}$ とを比較する誤差増幅回路10の出力電圧は上昇する。誤差増幅回路10の出力電圧が上昇すると、電圧制御発振回路11は、出力する発振信号のデューティ比を小さくする。駆動回路7では、発振信号のデューティ比が小さくなるに従って、出力する矩形波に含まれる基本波の振幅を小さくし、圧電トランス1の駆動電圧を小さくする。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 直流の入力電圧を駆動回路にてスイッチングして交流電圧を発生し、その交流電圧によって圧電トランスを駆動して交流高電圧を得る圧電トランスの制御回路であって、

前記圧電トランスの駆動電圧の大きさを検出する駆動電圧検出手段と、

その駆動電圧検出手段の出力と第1の所定値とを比較し、その結果を出力する駆動電圧誤差出力手段と、

その駆動電圧誤差出力手段の出力に応じて、前記入力電圧をスイッチングする発振信号を出力する発振手段と、を備えることを特徴とする圧電トランスの制御回路。

【請求項2】 前記発振信号は、矩形波であって、前記発振手段が、該矩形波のデューティ比を調整することを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項3】 更に、前記圧電トランスに接続された負荷に流れる電流の大きさを検出する負荷電流検出手段と、

その負荷電流検出手段の出力と第2の所定値とを比較し、その結果を出力する負荷電流誤差出力手段と、を備えており、

前記発振手段が、前記負荷電流誤差出力手段の出力に応じて前記発振信号の周波数を調整する周波数調整手段と、前記駆動電圧誤差出力手段の出力に応じて前記発振信号のデューティ比を調整するデューティ比調整手段と、を含むことを特徴とする請求項2記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項4】 前記周波数調整手段は、前記負荷電流誤差出力手段の出力に応じて三角波を出力する三角波発振回路であり、前記デューティ比調整手段は、前記三角波発振回路から出力される三角波と前記駆動電圧誤差出力手段の出力とを比較してデューティ比を調整し、前記矩形波を出力する電圧比較回路であることを特徴とする請求項3記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項5】 前記周波数調整手段は、前記負荷電流誤差出力手段の出力に応じて鋸波を出力する鋸波発振回路であり、前記デューティ比調整手段は、前記鋸波発振回路から出力される鋸波と前記駆動電圧誤差出力手段の出力とを比較してデューティ比を調整し、前記矩形波を出力する電圧比較回路であることを特徴とする請求項3記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項6】 前記圧電トランスを駆動する駆動回路がハーフブリッジ型またはフルブリッジ型である場合に、前記デューティ比調整手段は、該ブリッジのハイサイド側のデューティ比だけを調整することを特徴とする請求項4または請求項5記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項7】 更に、前記圧電トランスを間欠的に駆動するパルス信号を生成し、そのパルス信号を前記圧電トランスの駆動回路に供給する間欠発振手段と、前記駆動電圧検出手段と前記駆動電圧誤差出力手段との

間に位置し、前記間欠発振手段からのパルス信号に従って、前記駆動電圧検出手段の出力をサンプリングし、ホールドする第1のサンプルホールド手段とを備え、該第1のサンプルホールド手段は、前記間欠発振手段が発振していないときに、発振していたときの前記駆動電圧検出手段の出力に相当するところの、ホールドしている電圧を、前記駆動電圧誤差出力手段に出力することを特徴とする請求項3記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項8】 更に、前記圧電トランスを間欠的に駆動するパルス信号を生成し、そのパルス信号を前記圧電トランスの駆動回路に供給する間欠発振手段と、前記駆動電圧誤差出力手段と前記デューティ比調整手段との間に位置し、前記間欠発振手段からのパルス信号に従って、前記駆動電圧誤差出力手段の出力をサンプリングし、ホールドする第1のサンプルホールド手段とを備え、該第1のサンプルホールド手段は、前記間欠発振手段が発振していないときに、発振していたときの前記駆動電圧誤差出力手段の出力に相当するところの、ホールドしている電圧を、前記デューティ比調整手段に出力することを特徴とする請求項3記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項9】 更に、前記負荷電流検出手段と前記負荷電流検出誤差出力手段との間に位置し、前記間欠発振手段からのパルス信号に従って、前記負荷電流検出手段の出力をサンプリングし、ホールドする第2のサンプルホールド手段とを備え、該第2のサンプルホールド手段は、前記間欠発振手段が発振していないときに、発振していたときの前記負荷電流検出手段の出力に相当するところの、ホールドしている電圧を、前記負荷電流検出誤差出力手段に出力することを特徴とする請求項7または請求項8記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項10】 前記制御回路を、前記負荷としての冷陰極管の駆動装置に使用することを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項11】 前記制御回路を、前記負荷としての紫外線ランプの駆動装置に使用することを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項12】 請求項1記載の制御回路によって制御される圧電トランスにより、負荷である冷陰極管を制御することを特徴とする表示装置。

【請求項13】 請求項12記載の表示装置を、表示手段として備えるコンピュータ。

【請求項14】 請求項12記載の表示装置を、表示手段として備える携帯情報端末。

【請求項15】 請求項11記載の紫外線ランプを、触媒の励起用の光源として備える脱臭装置。

【請求項16】 請求項11記載の紫外線ランプを、殺菌灯として備える殺菌装置。

【請求項17】 請求項11記載の紫外線ランプを、殺菌灯として備える浄水装置。

【請求項18】 前記制御回路を、前記負荷としてのオゾン発生用素子の高電圧発生装置に使用することを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項19】 前記制御回路を、DC-DCコンバータに使用することを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの制御回路。

【請求項20】 直流の入力電圧をスイッチングして交流電圧を発生し、その交流電圧によって圧電トランスを駆動して交流高電圧を得る圧電トランスの制御方法であって、  
前記圧電トランスの駆動電圧の大きさを検出する駆動電圧検出工程と、

その検出した駆動電圧と第1の所定値とを比較する第1の比較工程と、

その比較結果に応じて、前記入力電圧をスイッチングする発振信号を生成する発振工程と、を有することを特徴とする圧電トランスの制御方法。

【請求項21】 更に、前記圧電トランスに接続された負荷に流れる電流の大きさを検出する負荷電流検出工程と、

その検出した負荷電流と第2の所定値とを比較する第2の比較工程と、を有しており、

前記発振工程は、前記第1の比較工程における比較結果に応じて前記発振信号の周波数を調整する周波数調整工程と、前記第2の比較工程における比較結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整するデューティ比調整工程と、を含むことを特徴とする請求項20記載の圧電トランスの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば、冷陰極管の駆動装置に使用して好適な圧電トランスの制御回路及び制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、持ち運びの容易なノート型パーソナルコンピュータ等には、その表示装置として液晶表示器が広く用いられている。この液晶表示装置の内部には、液晶表示パネルを背照すべく、所謂バックライトとして冷陰極管が備えられており、その冷陰極管を点灯させるには、電池等の直流低電圧から点灯開始時1000Vrms以上、定常点灯時500Vrms程度の交流高電圧への変換が可能な昇圧インバータが必要とされる。従来、この昇圧インバータの昇圧用トランスとして、巻線トランスが使われていたが、最近では機械エネルギーを介して電気変換することによって昇圧を行う圧電トランスが使用されるようになりつつある。この圧電トランスは、出力負荷（負荷抵抗）の大きさによって昇圧比が大きく変化するという一般には好ましくない特性を有しているが、一方でこの負荷抵抗への依存性が冷陰極管のインバータ電源の特性として適しているため、液晶表示

器の薄型化、高効率化の要求に応える小型高圧電源として注目されている。このような圧電トランスの制御回路の一例を、図1を参照して説明する。

【0003】図1は、従来例としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0004】図中、101は圧電トランス、102は圧電トランス101の出力側に接続された冷陰極管等の負荷、103は負荷に流れる電流を検出するための検出用抵抗Rdet、104は検出用抵抗103に生じた交流電圧を直流電圧に変換する整流回路、105は整流回路104にて整流後の電圧（以下、負荷電流検出電圧）Vriと基準電圧Vrefとを比較し、比較結果である差を増幅する誤差増幅回路、106は誤差増幅回路105の出力電圧に応じた発振周波数の信号（以下、発振信号）を出力する電圧制御発振回路、そして107は電圧制御発振回路106の発振信号と入力電圧Vi（直流）に基づいて圧電トランス101を駆動する駆動回路である。

【0005】図2は、従来例としての駆動回路の内部構成の一例を示す図である。

【0006】図中、107aは入力電圧Viを電圧制御発振回路106からの発振信号に応じてスイッチングすることにより交流電圧を発生するFET（電界効果トランジスタ）等のトランジスタ、107bはその交流電圧を圧電トランス101に印加する巻線トランスである。この巻線トランス107bは、2次側の誘導成分と圧電トランス101の容量成分とによるフィルタ効果を有するため、トランジスタ107aのスイッチングによって生じた矩形波電圧は、巻線トランス107bの2次側では正弦波となって圧電トランスに印加される。その正弦波電圧によって圧電トランス101は駆動され、圧電トランス101の出力側には交流の高電圧が発生する。

【0007】次に、上記の構成を備える制御回路の動作について図3を参照して説明する。

【0008】図3は、圧電トランスの出力電圧及び負荷電流についての周波数特性の一例を説明する図である。

【0009】圧電トランス101は、同図（上側）に示す如く圧電トランス101が有する共振周波数を頂上とする山形の共振周波数特性を有し、圧電トランス101の出力電圧によって負荷102に流れる電流も同様な山形の特性となることが一般的に知られている。尚、同図（下側）では、負荷電流を負荷電流検出電圧Vriで表わしている（特性曲線A）。この特性において、右側（右下がり）の部分を使った制御について説明する。当該制御回路への電源を投入すると、電圧制御発振回路106は初期周波数faで発振を開始する。その際、負荷102には電流が流れていないため、検出抵抗103に発生する電圧は零である。従って、誤差増幅回路105は、負荷電流検出電圧Vriと基準電圧Vrefとを比較した結果である負の電圧を電圧制御発振回路106に出力する。そして、電圧制御回路106はその電圧に応じて発

振信号の発振周波数を低周波側にシフトさせるため、周波数が低周波側にシフトしていくに従って圧電トランス101の出力電圧は上昇し、負荷電流（負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ ）も増加し始める。そして、負荷電流（負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ ）と基準電圧 $V_{ref}$ とが同じになったところで周波数が安定する（ $f_b$ ）。このような動作を行う制御回路において、もし、圧電トランス101の共振周波数が温度変化や経時変化によって変化しても、その変化に応じて電圧制御発振回路106の発振周波数がシフトするため、常に負荷電流を略一定に保つことができる。

【0010】従って、図1の制御回路によれば、負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ を基準電圧 $V_{ref}$ にすべく周波数制御が行われ、その周波数制御によって負荷電流が所定値に保持されるようになる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例のような圧電トランスの制御回路において、入力電圧 $V_i$ が大きくなると、圧電トランス101を駆動する電圧が増加することによって圧電トランス101の出力電圧も上昇する（図3中の特性曲線B）。出力電圧が上昇すると、それに伴って圧電トランス101の出力側に接続された負荷電流も増加するため、基準電圧 $V_{ref}$ に比べて負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ が大きくなり、結果として発振信号の周波数が高周波方向の $f_c$ にシフトしてしまう。逆に、入力電圧が小さくなった場合は、負荷電流が減少するため発振信号の周波数が低周波側にシフトしてしまう。一般に、圧電トランスの入出力の変換効率は、圧電トランスの共振周波数付近で駆動する場合が最も効率が良く、高周波側に周波数がずれるほど効率が低下するという特性を持っている。従って、当該制御回路は、入力電圧 $V_i$ が変化しても負荷電流を所定値に保持するという望ましい機能を有してはいるが、入力電圧 $V_i$ の変動によって圧電トランスの駆動周波数が変動してしまうため、結果として変換効率が低下してしまうという問題がある。

【0012】そこで本発明は、入力電圧の変化に関らず、負荷電流を所定値に制御し、圧電トランスを高効率で駆動可能な圧電トランスの制御回路及び制御方法の提供を目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明の圧電トランスの制御回路は、以下の構成を特徴とする。

【0014】即ち、直流の入力電圧を駆動回路にてスイッチングして交流電圧を発生し、その交流電圧によって圧電トランスを駆動して交流高電圧を得る圧電トランスの制御回路であって、前記圧電トランスの駆動電圧の大きさを検出する駆動電圧検出手段と、その駆動電圧検出手段の出力と第1の所定値とを比較し、その結果を出力

する駆動電圧誤差出力手段と、その駆動電圧誤差出力手段の出力に応じて、前記入力電圧をスイッチングする発振信号を出力する発振手段と、を備えることを特徴とし、好ましくは前記発振信号が、矩形波であって、前記発振手段が、該矩形波のデューティ比を調整することを特徴とする。

【0015】好ましくは、更に、前記圧電トランスに接続された負荷に流れる電流の大きさを検出する負荷電流検出手段と、その負荷電流検出手段の出力と第2の所定値とを比較し、その結果を出力する負荷電流誤差出力手段と、を備えており、前記発振手段が、前記負荷電流誤差出力手段の出力に応じて前記発振信号の周波数を調整する周波数調整手段と、前記駆動電圧誤差出力手段の出力に応じて前記発振信号のデューティ比を調整するデューティ比調整手段と、を含むとよい。

【0016】これにより、入力電圧の変化に関らず、負荷電流を第2の所定値に制御し、且つ圧電トランスの駆動電圧を第1の所定値に制御する。

【0017】または、上記の目的を達成するため、本発明の圧電トランスの制御方法は、以下の構成を特徴とする。

【0018】即ち、直流の入力電圧をスイッチングして交流電圧を発生し、その交流電圧によって圧電トランスを駆動して交流高電圧を得る圧電トランスの制御方法であって、前記圧電トランスの駆動電圧の大きさを検出する駆動電圧検出工程と、その検出した駆動電圧と第1の所定値とを比較する第1の比較工程と、その比較結果に応じて、前記入力電圧をスイッチングする発振信号を生成する発振工程と、を有することを特徴とする。これにより、入力電圧の変化に関らず、駆動電圧を第1の所定値に制御する。

【0019】好ましくは、更に、前記圧電トランスに接続された負荷に流れる電流の大きさを検出する負荷電流検出工程と、その検出した負荷電流と第2の所定値とを比較する第2の比較工程と、を有しており、前記発振工程は、前記第1の比較工程における比較結果に応じて前記発振信号の周波数を調整する周波数調整工程と、前記第2の比較工程における比較結果に応じて前記発振信号のデューティ比を調整するデューティ比調整工程と、を含むとよい。これにより、入力電圧の変化に関らず、負荷電流を第2の所定値に制御し、且つ圧電トランスの駆動電圧を第1の所定値に制御する。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る圧電トランスの制御回路の一実施形態を図面を参照して説明する。

【0021】〔第1の実施形態〕図4は、本発明の第1の実施形態としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【0022】図中、1は圧電トランス、2は圧電トランス1の出力側に接続された冷陰極管等の負荷、3は負荷

に流れる電流を検出するための検出用抵抗 $R_{det}$ 、4は検出用抵抗3に生じた交流電圧を直流電圧に変換する整流回路、5は整流回路4の出力電圧(負荷電流検出電圧) $V_{ri}$ と基準電圧 $V_{ref1}$ とを比較してその差を増幅する誤差増幅回路、7は前述の図2と同様な構成を有する駆動回路である。また、8a、8bは圧電トランス1の駆動電圧の大きさを検出するための検出抵抗、9は検出用抵抗8aに生じた交流電圧を直流電圧に変換する整流回路、10は整流回路9の出力電圧 $V_{ti}$ と基準電圧 $V_{ref2}$ とを比較してその差を増幅する誤差増幅回路である。そして、11は誤差増幅回路5の出力電圧に応じた周波数で、且つ誤差増幅回路10の出力電圧に応じたデューティ比の発振信号を出力する電圧制御発振回路である。

【0023】次に、図4の制御回路における電圧制御発振回路11の動作を説明する。

【0024】図5は、本発明の第1の実施形態としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。

【0025】図中、電圧制御発振回路11は、三角波発振回路11aと電圧比較回路11bとを備えている。三角波発振回路11aは、誤差増幅回路5の出力電圧に応じた周波数の三角波を発振信号として出力する。また、電圧比較回路11bは、三角波発振回路11aから出力される三角波と誤差増幅回路10の出力電圧とを比較した結果に基づいて所謂PWM(パルス幅変調)を行い、矩形波を出力する。従って、誤差増幅回路10の電圧が上昇するほどデューティ比の小さな発振信号が駆動回路7に出力される。

【0026】図4の制御回路において、今、入力電圧 $V_i$ としてDC5Vが印加されており、この状態において圧電トランス1の駆動電圧としての整流回路9の出力電圧 $V_{ti}$ と基準電圧 $V_{ref2}$ とが一致し、その結果、電圧制御発振回路11からは40%のデューティ比の発振信号が出力されていると仮定する。その場合、駆動回路7は、該40%のデューティ比の発振信号に基づいて圧電トランス1を駆動することになる。

【0027】この状態から、入力電圧 $V_i$ が7Vに上昇したと仮定する。入力電圧 $V_i$ の上昇により圧電トランス1を駆動する正弦波電圧(の振幅)が大きくなり、圧電トランス1の入力側に接続された駆動電圧検出抵抗8a、8b及び整流回路9によって得られる検出電圧 $V_{ti}$ も大きくなる。すると、誤差増幅回路10の出力電圧は上昇し、電圧制御発振回路11は出力する発振信号のデューティ比を小さくする方向に動作する。そして、駆動回路7では、発振信号のデューティ比が小さくなるに従って、トランジスタ107aのスイッチングによって生じる矩形波電圧のデューティ比も小さくなるため、巻線トランス107bの2次側に得られる正弦波の振幅も小さくなる。即ち、圧電トランス1の駆動電圧が小さくなる方向に動く。反対に入力電圧 $V_i$ が5Vから下降した場合は、デューティ比を大きくして圧電トランス1の駆

動電圧を大きくする。このような制御を行うことにより、入力電圧 $V_i$ が変化した場合であっても、負荷電流を所定値に制御し、且つ駆動電圧を所定値に制御することができる。従って、圧電トランス1を高効率で駆動できるような所定の駆動電圧が常に得られるようになる。

【0028】<第1の実施形態の変形例>図6は、本発明の第1の実施形態の変形例としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。

【0029】図中、11cは誤差増幅回路5の出力電圧に応じた周波数の鋸波を出力する鋸波発振回路、11bは鋸波発振回路11cから出力される鋸波と誤差増幅回路10の出力電圧とを比較した結果に基づいて所謂PWM(パルス幅変調)を行って矩形波を出力する電圧比較回路を備える。この電圧制御発振回路の動作及び当該回路を備える圧電トランスの制御回路の動作については、図4に示した電圧制御発振回路10と略同様であるので説明は省略する。

【0030】[第2の実施形態]次に、第2の実施形態として、駆動回路7にスイッチング用のトランジスタを使用した所謂ハーフブリッジ型、フルブリッジ型の駆動回路の場合を説明する。ハーフブリッジ型、フルブリッジ型の回路構成については一般的なため、詳細な説明は省略するが、図7及び図8に駆動回路の概要を示す。

【0031】図7は、本発明の第2の実施形態としてのハーフブリッジ型駆動回路の内部構成を示す図である。

【0032】図中、駆動回路7Aには、FET(電界効果トランジスタ)等のトランジスタ7a、7b(本実施形態においては、7aをP型トランジスタ、7bをN型トランジスタとする)が同図の如くハーフブリッジ型に構成されている。後述の電圧制御発振回路11Aからは、2種類の発振信号がハイサイド側とローサイド側とにそれぞれ入力され、トランジスタ7a、7bが交互にオン/オフを繰り返す。従って、入力電圧 $V_i$ は、駆動回路7Aのスイッチング動作によって発振信号に応じた波高値 $V_i$ を有する矩形波に変換される。そして、この矩形波は、チョークコイル10aにて高調波成分が除去され、正弦波の圧電トランス1の駆動電圧となる。

【0033】図8は、本発明の第2の実施形態としてのフルブリッジ型駆動回路の内部構成を示す図である。

【0034】図中、駆動回路7Bには、FET(電界効果トランジスタ)等のトランジスタ7a~7d(本実施形態では、7a、7cをP型トランジスタ、7b、7dをN型トランジスタとする)が同図の如くフルブリッジ型に構成されている。また、12は発振信号を反転するNOT回路(インバータ)、10b、10cはチョークコイルである。フルブリッジ型の駆動回路7Bのスイッチングは、後述の電圧制御発振回路11Aからの2種類の発振信号がハイサイド側とローサイド側とにそれぞれ入力され、トランジスタ7a、7dとトランジスタ7b、7dとが交互にオン/オフを繰り返すことにより行



われる。入力電圧 $V_i$ が、駆動回路7Bのスイッチング動作によって発振信号に応じた波高値 $V_i$ を有する矩形波に変換され、チョークコイル10b, 10cにて正弦波に変換されることはハーフブリッジ型の場合と同様であるが、フルブリッジ型の場合はその回路構成によりハーフブリッジ型の駆動電圧の2倍の大きさとなることは言うまでもない。

【0035】ここで、上記のブリッジ回路のハイサイド側及びローサイド側の入力端子にどのような発振信号を入力するべきかについて本願発明者らによる実験結果(図12から図14)を交えて説明する。

【0036】＜ハイサイド側及びローサイド側の発振信号のデューティ比を制御する場合＞はじめに、ハイサイド側及びローサイド側の発振信号のデューティ比を制御する場合、即ち、前述の図5の電圧制御発振回路11によりハイサイド側とローサイド側とにパルス幅変調された共通の発振信号が入力された場合の回路特性を図12に示す。

【0037】図12に示すように、デューティ比の制御を行わない(制御無し:図1の電圧制御発振回路106に相当)場合は、駆動回路7への入力電圧 $V_i$ が大きくなるに従って、電圧制御発振回路11から出力される発振信号の周波数は高くなることが判る。一方、パルス幅変調によるデューティ比の制御が行われた場合(制御有り)、駆動回路7への入力電圧 $V_i$ が大きくなるに従って、電圧制御発振回路11から出力される発振信号の周波数は低くなることが判る。これは、検出した圧電トランス1の駆動電圧と実際に圧電トランスに入力される電圧(エネルギー)との間にはズレがあり、検出した駆動電圧の増加分ほど実際に入力される電圧は増加していないため、結果として駆動電圧が小さくなったことによると考えられる。

【0038】＜ハイサイド側の発振信号のデューティ比だけを制御する場合＞次に、ハイサイド側の発振信号のデューティ比だけを制御する場合の回路特性を図13に示す。

【0039】図13に示すように、パルス幅変調によるデューティ比の制御が行われた場合(制御有り)、駆動回路7への入力電圧 $V_i$ が大きくなるに従って、デューティ比は小さくなり、周波数の変動を略無くすることができる。

【0040】＜ローサイド側の発振信号のデューティ比だけを制御する場合＞次に、ローサイド側の発振信号のデューティ比だけを制御する場合を図14を参照して説明する。

【0041】図14に示すように、ローサイドのデューティ比が小さくなると、駆動回路の出力がグランド(GND)電位である期間が減少するため、検出された圧電トランス1の駆動電圧は上昇し、好ましい制御が行えない。

【0042】以上の結果からハーフブリッジ型、フルブリッジ型の駆動回路(図7、図8)を採用する場合は、ハイサイド側の発振信号のデューティ比だけを制御する構成を採用する。その場合の電圧制御発振回路を以下に説明する。

【0043】図9は、本発明の第2の実施形態としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。

【0044】図10は、本発明の第2の実施形態としての電圧制御発振回路の動作を説明するタイムチャートである。

【0045】図9において、電圧制御発振回路11Aは、三角波発生回路11a、電圧比較回路11ba及び11bb、1/2分周回路11d、そしてアンド(AND)回路11e, 11fを備えている。三角波発生回路11aは、誤差増幅回路5の出力信号に応じた周波数の三角波を出力する。

【0046】電圧比較回路11baは、三角波発生回路11aから出力される三角波と誤差増幅回路10の出力電圧とを比較した結果に基づいて、所謂パルス幅変調(PWM)を行い、矩形波Aを出力する。一方、電圧比較回路11bbは、三角波発生回路11aから出力される三角波と所定値である内部の基準電圧とを比較した結果に基づいて、パルス幅変調を行い、矩形波Bを出力する。1/2分周回路11dは、電圧比較回路11bbの出力する矩形波Bの立ち上がり点にて出力を反転することにより、矩形波Bの周波数の1/2の周波数の矩形波Cを出力する。アンド回路11eは、矩形波Aと矩形波Cの反転出力との論理積の反転出力を出力する(ハイサイド側発振信号1)。そしてアンド回路11fは、矩形波Bと矩形波Cとの論理積を出力する(ローサイド側発振信号2)。このような回路構成によれば、ハイサイド側発振信号1のデューティ比だけを誤差増幅回路10の出力電圧に応じて制御することができる。

【0047】＜第2の実施形態の変形例＞図11は、本発明の第2の実施形態の変形例としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。同図は、三角波発生回路11aの代わりに鋸波を発生する鋸波発生回路11cが備えられているが、それ以外の構成及び動作は図9と略同様であるので説明は省略する。

【0048】〔第3の実施形態〕本実施形態では、第1の実施形態で説明した圧電トランスの制御回路に、負荷2である冷陰極管の広範囲な調光機能を付加した場合について説明する。

【0049】図15は、本発明の第3の実施形態としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。同図において、第1の実施形態にて説明した図4の制御回路と同様な回路構成については、同一の参照番号を付し、説明を省略する。

【0050】図15において、13は、パルス電源回路であり、駆動回路7に供給するパルス状の電源電圧(以

下、パルス電圧)を入力電圧 $V_i$ より生成し、且つ、そのパルス電圧のパルス幅またはパルス間隔を制御する。

【0051】駆動回路7は、パルス電源回路13からのパルス電圧により、圧電トランス1を駆動する駆動電圧を間欠的に出力する。圧電トランス1は、該間欠的な駆動電圧によって駆動されるため、結果として圧電トランス1の出力側には、間欠的な高電圧が発生する。このとき、パルス電源回路13において駆動回路7に供給するパルス電圧のパルス幅またはパルス間隔を変化させれば、負荷2としての冷陰極管の点灯期間と消灯期間との割合を変化させることができ、該冷陰極管の広範囲な調光機能を実現することができる。

【0052】但し、図4の制御回路にパルス電源回路13を追加し、該回路により生成したパルス電圧を駆動回路7に供給しただけでは、輝度は変えることはできない。その理由は、図4の制御回路は、前述したように、誤差増幅回路5等による「負荷電流を所定値で略一定に制御する機能」と、誤差増幅回路10等による「入力電圧の変化には関わらずに圧電トランスの駆動電圧を所定値に制御する機能」とを備えるためである。ここで、その理由について説明する。

【0053】即ち、前者の機能についての問題を説明すれば、冷陰極管を調光させるべくパルス電源回路13のパルス電圧の状態を変化させた結果として、圧電トランス1の間欠発振による冷陰極管の平均管電流(負荷電流)を減少させたとする。このとき、負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ は、基準電圧 $V_{ref1}$ より小さくなるため、電圧制御発振回路11の発振周波数は、低周波側にシフトする。そして、発振周波数の低周波側へのシフトの結果として、駆動回路7が管電流を増加させる方向に働くため、結局、平均管電流が元の大きさに戻ってしまうという問題が有る。

【0054】また、後者の機能についての問題を説明すれば、駆動回路7を間欠的に駆動すると、誤差増幅回路10等は、あたかも圧電トランス1の駆動電圧が小さくなったときのような動作をするため、圧電トランス1の駆動を高効率で保持するために行われているところの、駆動電圧を所定値に制御する機能が正常に動作しなくなってしまうという問題が有る。

【0055】そこで、これらの問題点を解消するため、本実施形態では、図15に示すように、整流回路4と誤差増幅回路5との間にはサンプルホールド回路14を、また、整流回路9と誤差増幅回路10との間にはサンプルホールド回路15を挿入する。サンプルホールド回路14及び15は、何れもパルス電源回路13が出力するパルス電圧により制御される。サンプルホールド回路14及び15は、同図に示す如くそれぞれバッファ14a、15a、充電用のコンデンサ14b、15b、そしてスイッチング素子14c、15cで構成される。

【0056】次に、上記のような構成を備える制御回路

の動作について説明する。

【0057】はじめに、冷陰極管の輝度を最大にする場合は、パルス電源回路13の不図示の調整手段により、出力するパルス電圧を連続的な直流電圧とする。このとき、サンプルホールド回路14及び15では、スイッチング素子14c及び15cは常に閉じた状態となる。従って、サンプルホールド回路14及び15が当該制御回路中に存在しない図4と同じ状態となる。

【0058】次に、輝度を下げる場合は、パルス電源回路13の不図示の調整手段により、出力するパルス電圧の状態を連続的な直流電圧からパルス状の電圧(パルス電圧)に調整する。

【0059】ここで、このパルス状の電圧が駆動回路7に供給され、圧電トランス1が間欠駆動されている場合の動作について説明する。

【0060】パルス電源回路13からのパルス電圧がオンの期間(発振期間と称する)では、駆動回路7からの駆動電圧によって圧電トランス1は駆動され、冷陰極管には管電流が流れる。また、スイッチング素子14c及び15cには、パルス電源回路13からのパルス電圧が入力されるため、当該素子は閉じた状態となる。このとき、整流回路4からの負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ は、コンデンサ14bに充電されると共に、バッファ14aを介して誤差増幅回路5に出力される。従って、誤差増幅回路5からは負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ と基準電圧 $V_{ref1}$ との差に応じた電圧が電圧制御発振回路11へ出力される。同様に、整流回路9からの検出電圧 $V_{ti}$ は、コンデンサ15bに充電されると共に、バッファ15aを介して誤差増幅回路10に出力される。従って、誤差増幅回路10からは検出電圧 $V_{ti}$ と基準電圧 $V_{ref2}$ との差に応じた電圧が電圧制御発振回路11へ出力される。

【0061】次に、パルス電源回路13からのパルス電圧がオフの期間(休止期間と称する)では、圧電トランス1が駆動されないため、冷陰極管には管電流が流れない。このとき、スイッチング素子14cは、パルス電源回路13からのパルス電圧によって開いた状態となるため、サンプルホールド回路14は負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ には影響されない。そして、サンプルホールド回路14は、コンデンサ14bにスイッチング素子14cが閉じている間に充電した電圧、即ち発振期間の負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ をバッファ14aを介して誤差増幅回路5に出力する。同様に、サンプルホールド回路15は、コンデンサ15bにスイッチング素子15cが閉じている間に充電した電圧、即ち発振期間の検出電圧 $V_{ti}$ をバッファ15aを介して誤差増幅回路10に出力する。

【0062】従って、休止期間においても、発振期間の負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ により充電された電圧を使用することにより、負荷電流を所定値で略一定に制御ことができ、且つ発振期間の検出電圧 $V_{ti}$ により充電された電圧を使用することにより、休止期間においても、圧電

トランスの駆動電圧を所定値に制御することができる。従って、発振期間における圧電トランス1の駆動状態が保持されることになる。

【0063】このように、本実施形態では、サンプルホールド回路14及び15において、パルス電源回路13の出力するパルス電圧に同期して、発振期間中の負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ 及び圧電トランス1の駆動電圧(検出電圧 $V_{ti}$ )をそれぞれサンプリングし、休止期間には負荷電流検出電圧 $V_{ri}$ 及び圧電トランス1の駆動電圧を、それぞれ発振期間中の電圧値にホールドすることにより、「管電流を所定値で略一定に保つ機能」、「入力電圧の変化に関らずに駆動電圧を略一定に保つ機能」、並びに「冷陰極管の調光機能」をそれぞれ良好に実現することができる。

【0064】また、上記の図15の制御回路では、パルス電源回路13により駆動回路7自体を間欠駆動したが、駆動回路7が図7のようなハーフブリッジ回路の場合には図16に示す回路によっても実現可能である。

【0065】図16は、本発明の第3の実施形態の変形例としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。この制御回路では、駆動回路7にハーフブリッジ回路を採用し、そのハーフブリッジ回路に図7の如く入力電圧 $V_i$ を直接入力する。また、当該ハーフブリッジ回路の駆動制御には、パルス発振回路16とAND回路17とを使用する。

【0066】即ち、電圧制御発振回路11からの発振信号は、当該ハーフブリッジ回路のローサイド側のトランジスタ7bに入力される。また、AND回路17では、電圧制御発振回路11からの発振信号と、パルス発振回路16からのパルス信号との論理積信号が生成され、その信号は、当該ハーフブリッジ回路のハイサイド側のトランジスタ7aに入力される。トランジスタ7aは、入力される信号によりスイッチングを行うため、結果として圧電トランス1を間欠駆動させることができる。また、サンプルホールド回路14及び15は、パルス発振回路16からのパルス信号により制御される。それ以外の回路構成は図15の場合と同様であり、2つのサンプルホールド回路の動作自体も図15の場合と同様なため、説明は省略する。

【0067】また、上述した機能は、サンプルホールド回路14及び15を図15及び図16とは異なる位置に備えても実現できる。

【0068】図17は、本発明の第3の実施形態の他の変形例としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。この制御回路では、誤差増幅回路5と電圧制御発振回路11との間にはサンプルホールド回路14を、また、誤差増幅回路10と電圧制御発振回路11との間にサンプルホールド回路15を挿入している。そして、パルス電源回路13が出力するパルス電圧で2つのサンプルホールド回路を動作させることは図15の場合

と同様である。尚、2つのサンプルホールド回路の動作自体は図15の場合と同様なため、説明は省略する。

【0069】尚、図17の回路についても図16と同様に、ハーフブリッジ型の駆動回路7、そして、パルス電源回路8の代わりにパルス発振回路16及びAND回路17を採用しても良いことは言うまでも無い。

【0070】尚、上述した各実施形態における圧電トランスの制御回路は、負荷としての冷陰極管の駆動は言うに及ばず、その冷陰極管を備える表示装置に用いて好適である。更に、そのような表示装置を備えるコンピュータ、携帯情報端末等の装置に使用すれば、装置の小型軽量化を図ることができることは言うまでもない。

【0071】また、各実施形態の圧電トランスの制御回路により、紫外線ランプを駆動すれば、そのランプが対象物に照射する紫外線により、殺菌、脱臭、活性化による組成分解等を行うことができる。即ち、該紫外線ランプを殺菌灯として使用する殺菌装置及び浄水装置、或は、該紫外線ランプを触媒の励起用の光源として使用する脱臭装置等が提供できる。

【0072】更に、各実施形態の圧電トランスの制御回路を、オゾン発生用素子の駆動用の高電圧発生装置や、DC-DCコンバータに使用しても良い。

【0073】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、入力電圧の変化に関らず、負荷電流を所定値に制御し、圧電トランスを高効率で駆動可能な圧電トランスの制御回路及び制御方法の提供が実現する。即ち、入力電圧が変化した場合であっても、負荷電流を所定値に制御し、且つ圧電トランスの駆動電圧を所定値に制御できるため、圧電トランスの発振周波数のシフトを防止して高効率で駆動することができる。

【0074】

【図面の簡単な説明】

【図1】従来例としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【図2】従来例としての駆動回路の内部構成の一例を示す図である。

【図3】圧電トランスの出力電圧及び負荷電流についての周波数特性の一例を説明する図である。

【図4】本発明の第1の実施形態としての圧電トランスの制御回路のブロック構成図である。

【図5】本発明の第1の実施形態としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。

【図6】本発明の第1の実施形態の変形例としての電圧制御発振回路の内部構成を示す図である。

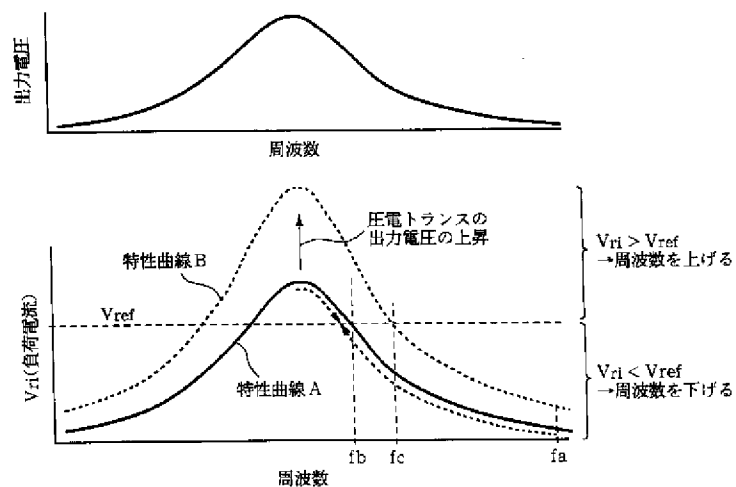
【図7】本発明の第2の実施形態としてのハーフブリッジ型駆動回路の内部構成を示す図である。

【図8】本発明の第2の実施形態としてのフルブリッジ型駆動回路の内部構成を示す図である。

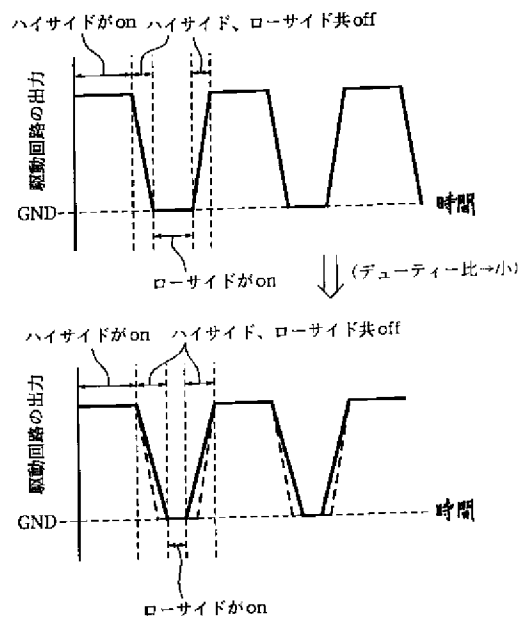
【図9】本発明の第2の実施形態としての電圧制御発振



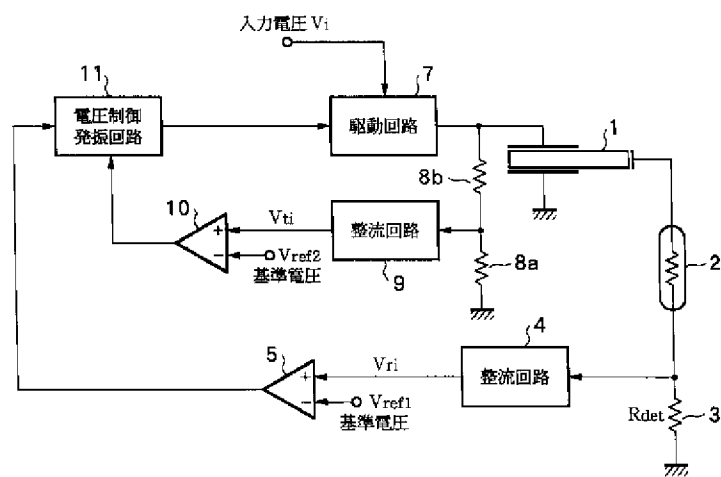
【図3】



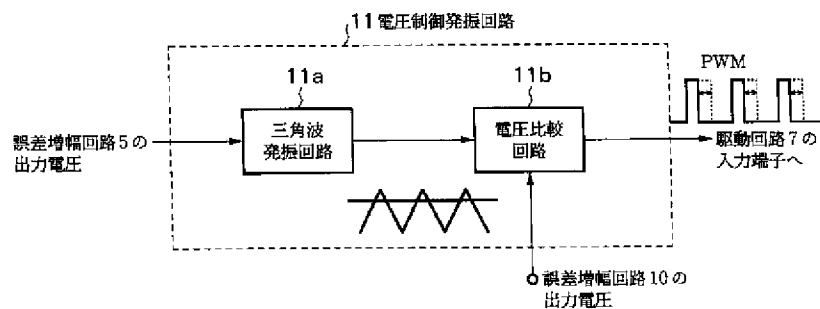
【図14】



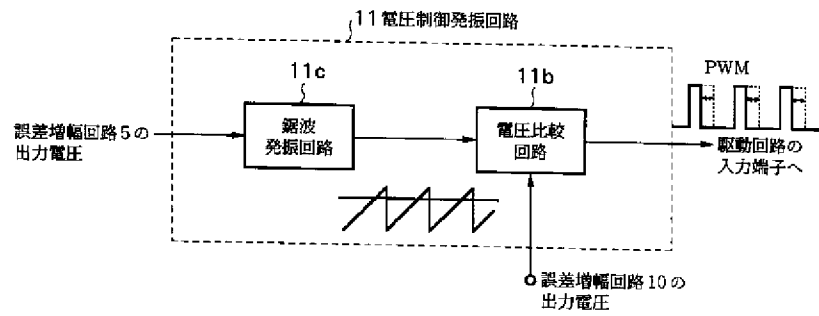
【図4】



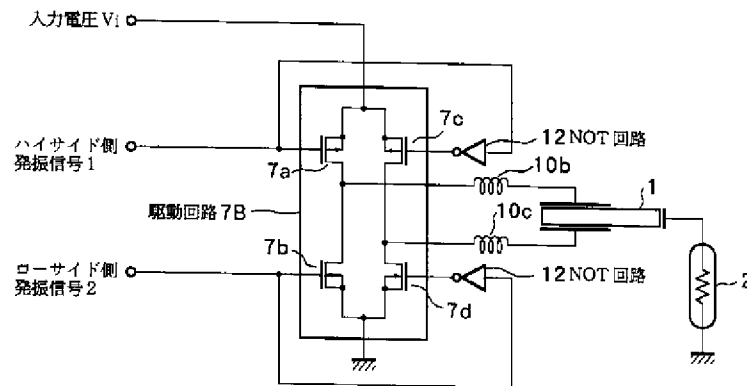
【図5】



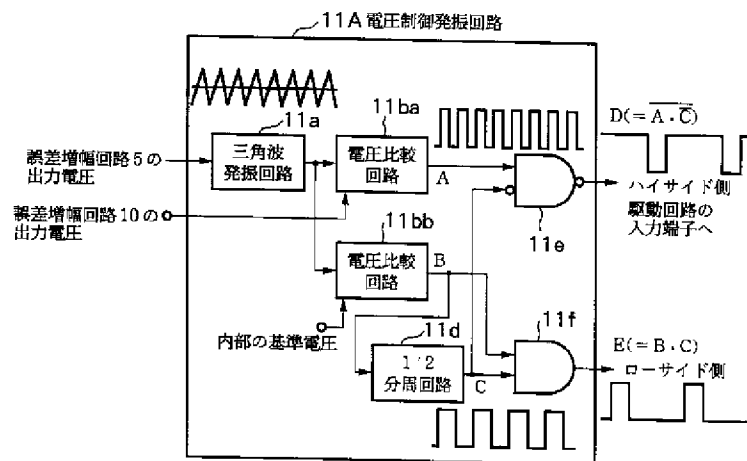
【図6】



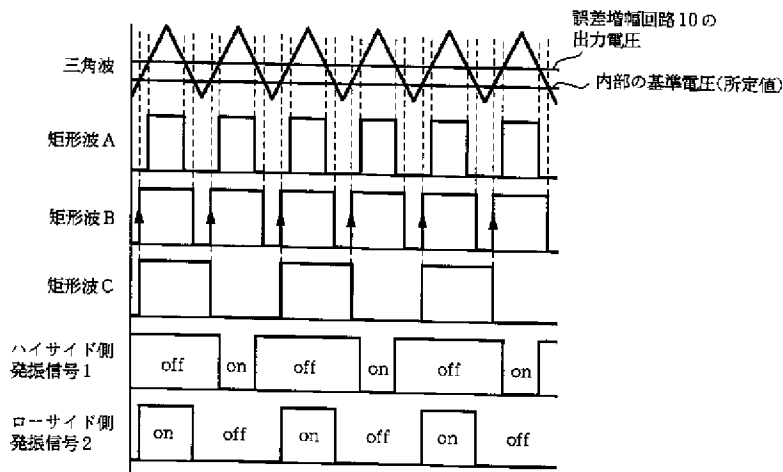
【図8】



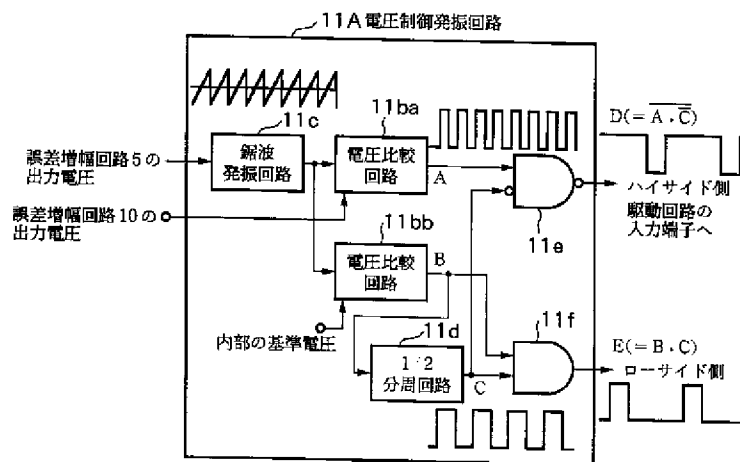
【図9】



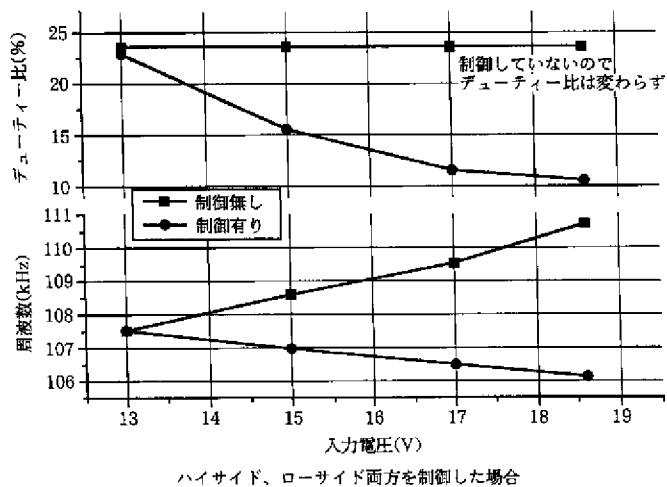
【図10】



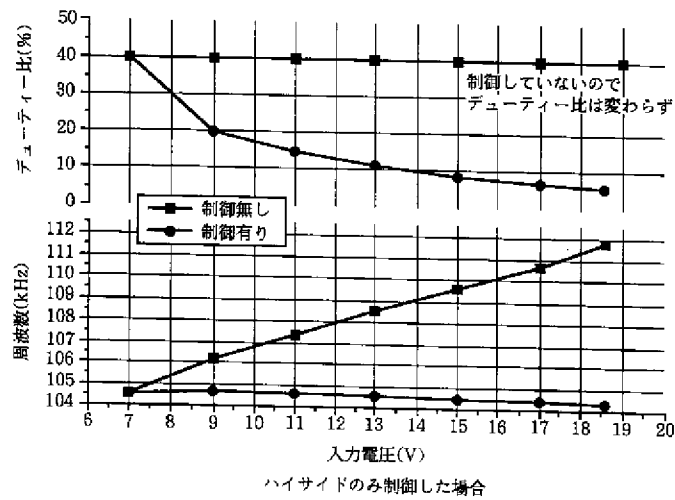
【図11】



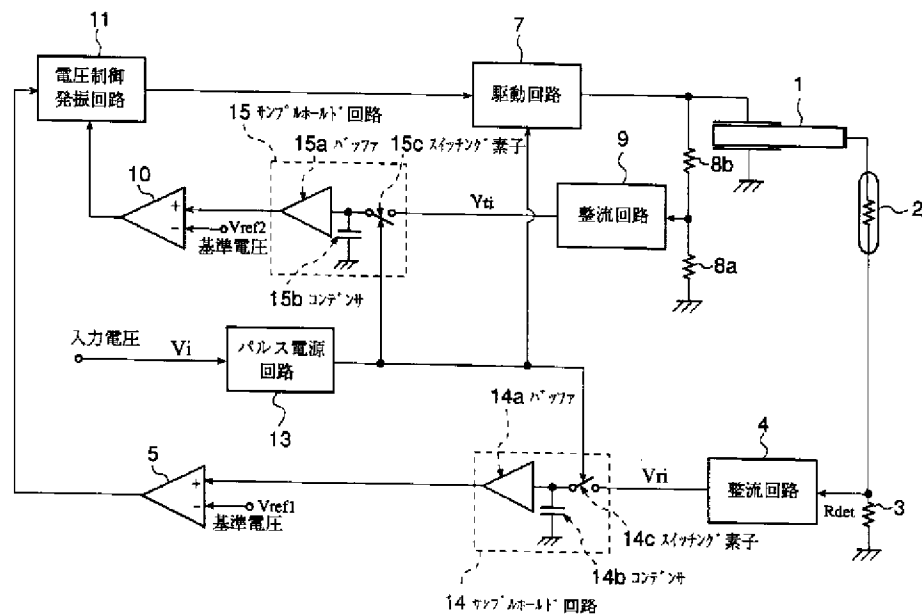
【図12】



【図13】



【図15】





入力電圧○

